



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**

Leonardo Severo

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE MÉTODOS DE PROTEÇÃO DE**  
**ANTI-ILHAMENTO APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Florianópolis-SC-Brasil  
2011



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Leonardo Severo

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE MÉTODOS DE PROTEÇÃO DE  
ANTI-ILHAMENTO APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Denizar Cruz Martins.

Florianópolis-SC-Brasil  
2011

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária  
da  
Universidade Federal de Santa Catarina

S498e Severo, Leonardo

Estudo e implementação de métodos de proteção de anti-ilhamento aplicados a sistemas fotovoltaicos [dissertação] / Leonardo Severo ; orientador, Denizar Cruz Martins.

- Florianópolis, SC, 2011.

291 p.: il., grafs., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Células fotoelétricas. 3. Conversores CC-CA. I. Martins, Denizar Cruz. II. Universidade Federal de Santa Catarina - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

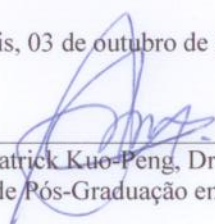


Leonardo Severo

## ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE MÉTODOS DE PROTEÇÃO DE ANTI-ILHAMENTO APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

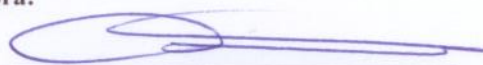
Florianópolis, 03 de outubro de 2011.



Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica


### Banca Examinadora:



Prof., Dr. Denizar Cruz Martins  
Orientador

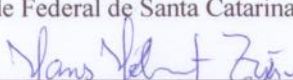
Universidade Federal de Santa Catarina-INEP

---



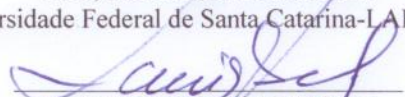
Prof., Dr. Ivo Barbi

Universidade Federal de Santa Catarina-INEP



Prof., Ph.D. Hans Helmut Zörn

Universidade Federal de Santa Catarina-LABSPOT



Prof., Dr. Samir Ahmad Mussa

Universidade Federal de Santa Catarina-INEP



## AGRADECIMENTOS

São várias as pessoas que cooperaram, direta e indiretamente, para o correto estudo e o desenvolvimento deste trabalho até a sua conclusão. Cordialmente, agradeço a todos os envolvidos.

Agradeço a todos os professores do INEP, sobretudo aos professores Ivo Barbi, Ênio Valmor Kassick, Samir A. Mussa e Marcelo Lobo Heldwein, a convivência durante os 24 meses do curso de mestrado e, principalmente, a transmissão de experiência e conhecimento, sempre presentes nas aulas ministradas. Com destaque, agradeço ao professor Denizar Cruz Martins a devida orientação desta dissertação nos últimos 12 meses de convívio.

Agradeço às turmas do curso de mestrado do INEP dos anos 2009 e 2010 o convívio e a amizade, como também o suporte de conhecimento prestado.

Também agradeço a todos os funcionários do INEP a disposição e o auxílio à solução dos problemas burocráticos.

Agradeço especialmente a Marcelo Maccarini, Roberto F. Coelho, Walbermak M. dos Santos, Márcio S. Ortmann e ao professor Samir A. Mussa por todo o suporte com *hardware* e *software* presentes no trabalho.

Aos meus grandes pais, José Antônio Severo e Eneide Marly Severo, todo o suporte e a educação oferecidos durante o curso da minha presente existência e também o incentivo à conclusão do meu mestrado.

Aos meus irmãos, o incentivo e a paciência com minhas ausências durante os dois anos de intenso estudo e comprometimento.

Finalmente, ao INEP a disponibilização da estrutura laboratorial, e ao CNPq o suporte financeiro.



***“Somos o que pensamos. Tudo o que  
somos surge com nossos pensamentos.  
Com nossos pensamentos, fazemos o  
nosso mundo”.***

***Buda, V.A.C***



Resumo da Dissertação apresentado à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

# **ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE MÉTODOS DE PROTEÇÃO DE ANTI-ILHAMENTO APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

**LEONARDO SEVERO**

Outubro de 2011

**Orientador:** Prof. Denizar C. Martins, Dr.

**Área de concentração:** Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico

**Palavras-chave:** Tecnologia Fotovoltaica. Conversor CC-CA. Anti-Ilhamento.

**Número de Páginas:** 291

**RESUMO:** Este trabalho apresenta uma síntese de diversos métodos de proteção de anti-ilhamento residentes no conversor eletrônico aplicado a sistemas de geração distribuída utilizando tecnologia solar fotovoltaica. É realizado um estudo minucioso dos vários métodos conhecidos passivos e ativos presentes na literatura. É feita a escolha do método passivo de detecção por frequência e tensão e detecção por salto de fase de tensão para aplicação no desenvolvimento do trabalho. Também é realizada a sua implementação em um conversor monofásico de  $1kW$  de estrutura ponte-completa operando em modo de injeção decorrente na rede elétrica. É executado seu estudo por simulação numérica utilizando o software PSIM. Por fim, é montado o protótipo e, consequentemente, realizado os respectivos ensaios de laboratório para a validação do conhecimento apresentado e desenvolvido neste trabalho.





Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements  
for the degree of Master in Electrical Engineering.

# **STUDY AND IMPLEMENTATION OF ANTI-ISLANDING PROTECION SCHEMES APPLIED TO PV SYSTEMS**

**LEONARDO SEVERO**

October/2011

**Advisor:** Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

**Area of Concentration:** Power Electronics and Electrical Drivers.

**Keywords:** Photovoltaic Technology. DC-AC Converter. Anti-Islanding.

**Number of Pages:** 291

**ABSTRACT:** This work presents an overview of various anti-islanding schemes contained in electronic converters applied to distributed generation systems using solar photovoltaic technology. A detailed study is conducted of various active and passive schemes in the literature. A choice is made of the passive method of frequency and voltage detection and phase jump detection to be used in the developed work. Its implementation is also done in a *1kW* single-phase converter with full-bridge structure to operate in current injection mode at the conventional power grid. A study by using numeric simulation in PSIM software and finally, a prototype has been performed and consequently it's laboratory tests to validate the knowledge presented and developed in this work.



---

## **LISTA DE FIGURAS**

---

<i>Figura 1: Principais fontes de energia alternativas[1]</i> .....	33
<i>Figura 2: Incidência solar no Brasil[3]</i> .....	34
<i>Figura 3: Sistema Elétrico de Potência (SEP) centralizado[1]</i> .....	35
<i>Figura 4: Sistema Elétrico de Potência (SEP) distribuído[1]</i> .....	36
<i>Figura 5: Formação de ilhas de potência no sistema elétrico[1]</i> .....	37
<i>Figura 6: Conexão de um SGD no sistema elétrico[1]</i> .....	38
<i>Figura 7: Diagrama unifilar do SGD PV[2]</i> .....	44
<i>Figura 8: Métodos não residentes no conversor</i> .....	45
<i>Figura 9: Métodos residentes no conversor</i> .....	45
<i>Figura 10: Conversor AI operando em modo UPS</i> .....	54
<i>Figura 11: Localização das chaves seccionadoras de segurança</i> .....	58
<i>Figura 12: Falha de manutenção no sistema elétrico de potência</i> .....	59
<i>Figura 13: Falha primária e seu impacto no algoritmo AI</i> .....	60
<i>Figura 14: Falha secundária e seu impacto no algoritmo AI</i> .....	61
<i>Figura 15: Falha por supressão de arco e seu impacto no algoritmo AI</i> .....	63
<i>Figura 16: Falha em conversores trifásicos e impacto no algoritmo AI</i> .....	63
<i>Figura 17: Representação da Zona de Não Detecção (ZND)</i> .....	69
<i>Figura 18: Representação ZND dos métodos passivos</i> .....	70
<i>Figura 19: Proteção AI por tensão e frequência[13]</i> .....	70
<i>Figura 20: Mapa ZND de detecção por frequência com carga RLC[13]</i> .....	72
<i>Figura 21: Método passivo para detecção por salto de fase de tensão</i> .....	73
<i>Figura 22: Distorção na corrente de saída gerada pelos métodos ativos [8]</i> .....	77
<i>Figura 23: Cancelamento das correntes injetadas pelos SGD</i> .....	78
<i>Figura 24: Representação ZND dos métodos ativos</i> .....	79
<i>Figura 25: Respostas de fase da carga RLC e do conversor AI SMS[13]</i> .....	84
<i>Figura 26: Resposta de fase da carga RLC para vários fatores de qualidade <math>Q</math></i> .....	86
<i>Figura 27: Método AFD utilizado para proteção AI</i> .....	87
<i>Figura 28: Método GEVS para Realimentação Positiva de Tensão</i> .....	93
<i>Figura 29: Método GEFS para Realimentação Positiva de Frequência</i> .....	94
<i>Figura 30: Método GEFS para aplicações monofásicas</i> .....	95
<i>Figura 31: Diagrama de blocos do controle do Indutor Virtual[9]</i> .....	100
<i>Figura 32: Método Alternativo por comunicação de dados</i> .....	105
<i>Figura 33: Método MSD para proteção AI segundo DIN-VDE-0126</i> .....	106
<i>Figura 34: Protocolo PLCC utilizado em aplicações AI</i> .....	108
<i>Figura 35: Circuito de um sistema genérico usado para teste de métodos AI[29]</i> .....	114
<i>Figura 36: ZND para o método de detecção de frequência e tensão[29]</i> .....	116
<i>Figura 37: ZND para o método de detecção de tensão e frequência e detecção por salto de fase[29, 34]</i> .....	118

<i>Figura 38: Chave eletrônica utilizada na topologia[35]</i> .....	123
<i>Figura 39: Inversor Full-Bridge convencional</i> .....	123
<i>Figura 40: Modulador Senoidal PWM a três níveis</i> .....	124
<i>Figura 41: Modulador PWM Senoidal de três níveis</i> .....	124
<i>Figura 42: (a) Sinal modulante de 60Hz e portadoras triangulares de 600Hz (b) Sinal de comando S1; (c) S2; (d) S3; (e) S4</i> .....	125
<i>Figura 43: Primeira etapa de operação – semiciclo positivo[36]</i> .....	126
<i>Figura 44: Segunda Etapa de operação – semiciclo positivo[36]</i> .....	127
<i>Figura 45: Terceira etapa de operação – semiciclo positivo[36]</i> .....	127
<i>Figura 46: Primeira etapa de operação – semiciclo negativo[36]</i> .....	128
<i>Figura 47: Segunda Etapa de operação – semiciclo negativo[36]</i> .....	129
<i>Figura 48: Terceira etapa de operação – semiciclo negativo[36]</i> .....	129
<i>Figura 49: Diagrama de blocos de um controlador PI [37]</i> .....	131
<i>Figura 50: Tensão de saída para um período da portadora[36]</i> .....	132
<i>Figura 51: Circuito simplificado do conversor referenciado ao primário durante o semiciclo positivo</i> .....	134
<i>Figura 52: Gráfico da razão cíclica parametrizado pelo índice de modulação[36]</i> ...	136
<i>Figura 53: Ondulação da corrente no indutor <math>L_o</math> parametrizada pelo índice de modulação[36]</i> .....	138
<i>Figura 54: Máxima ondulação da corrente parametrizada[36]</i> .....	139
<i>Figura 55: Corrente do capacitor de barramento em função das etapas de operação no semiciclo positivo</i> .....	140
<i>Figura 56: Circuito simplificado do sistema com os parâmetros internos do transformador[36]</i> .....	146
<i>Figura 57: Circuito equivalente referenciado ao primário do transformador[36]</i> .....	146
<i>Figura 58: Diagrama de blocos completo do sistema</i> .....	149
<i>Figura 59: Resposta de frequência da função de transferência <math>H_i</math> 2(s)</i> .....	149
<i>Figura 60: Estratégia de controle da corrente e Etapa de potência[36]</i> .....	152
<i>Figura 61: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de saída[36]</i> .....	152
<i>Figura 62: Modulação Senoidal PWM de três níveis[36]</i> .....	153
<i>Figura 63: Resposta em frequência dos modelos do transformador: simplificado e completo [36]</i> .....	155
<i>Figura 64: Etapa de potência do conversor juntamente com malhas de controle da tensão do barramento e corrente de saída[36]</i> .....	160
<i>Figura 65: Diagrama de blocos das malhas de controle da tensão do barramento e corrente de saída[36]</i> .....	160
<i>Figura 66: Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da corrente de saída e da tensão de barramento[36]</i> .....	161
<i>Figura 67: Estrutura de potência e diagrama de blocos do sistema completo[36]</i> .....	164
<i>Figura 68: Diagrama de blocos completo do sistema[36]</i> .....	165
<i>Figura 69: Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da corrente de saída [36]</i> .....	166
<i>Figura 70: Resposta de frequência para a FTMF(s)</i> .....	167
<i>Figura 71: Resposta em frequência para FTLA não compensada</i> .....	168

<i>Figura 72: Resposta em frequência para a FTLA compensada (a); Detalhe da frequência de corte e margem de fase (b).....</i>	<i>170</i>
<i>Figura 73: Dispositivo PLL com sua entrada e sua saída.....</i>	<i>171</i>
<i>Figura 74: Diagrama de blocos do PLL.....</i>	<i>171</i>
<i>Figura 75: Diagrama de blocos do PLL trifásico [38].....</i>	<i>172</i>
<i>Figura 76: Circuito PLL monofásico genérico [38].....</i>	<i>173</i>
<i>Figura 77: Circuito PLL monofásico simplificado[38].....</i>	<i>174</i>
<i>Figura 78: Resposta em frequência e temporal do PLL.....</i>	<i>177</i>
<i>Figura 79: Fontes de tensões alternadas emulando a rede elétrica.....</i>	<i>179</i>
<i>Figura 80: Dispositivo PLL simulado.....</i>	<i>179</i>
<i>Figura 81: Tensões do sistema elétrico de potência para teste do PLL.....</i>	<i>180</i>
<i>Figura 82: Sinais do PLL para condição inicial de <math>\phi_1 = 90^\circ</math> e <math>\omega_i = 60</math> Hz.....</i>	<i>181</i>
<i>Figura 83: Ensaio AI para cargas R.....</i>	<i>182</i>
<i>Figura 84: Ensaio AI para cargas RL, RC e RLC.....</i>	<i>182</i>
<i>Figura 85: Bloco de simulação do transformador de potência.....</i>	<i>185</i>
<i>Figura 86: Bloco de simulação dos medidores monofásicos.....</i>	<i>185</i>
<i>Figura 87: Etapa de potência.....</i>	<i>186</i>
<i>Figura 88: Curvas de desempenho do módulo KC-200GT parametrizadas pela temperatura ambiente e pela incidência solar.....</i>	<i>187</i>
<i>Figura 89: Malhas de controle, partida suave, modulador PWM e proteção AI.....</i>	<i>189</i>
<i>Figura 90: Corrente do secundário do transformador juntamente com a tensão da rede elétrica escalonada (a); partida suave (b). ....</i>	<i>190</i>
<i>Figura 91: Rastreamento da frequência da rede elétrica feita pelo PLL, frequência em Hz (a); Detalhe (b). ....</i>	<i>191</i>
<i>Figura 92: Evolução do ângulo gerado pelo PLL, em radianos.....</i>	<i>192</i>
<i>Figura 93: Rampa de potência ativa injetada pelo conversor (a) e potência ativa na saída da microrrede (b).....</i>	<i>192</i>
<i>Figura 94: Regulação da tensão de barramento: Patamares de incidência solar (a); Patamares de potência injetada pelo conversor (b); Tensão regulada no barramento (c).....</i>	<i>193</i>
<i>Figura 95: Corrente média no primário sem a ação da malha de controle: Componente média mensurada na saída do FPB(a); Corrente média mensurada diretamente no primário(b).....</i>	<i>194</i>
<i>Figura 96: Corrente média no primário com a ação da malha de controle: Componente média mensurada na saída do FPB (a); Corrente média mensurada diretamente no primário(b).....</i>	<i>195</i>
<i>Figura 97: Medidores utilizados para simulação.....</i>	<i>196</i>
<i>Figura 98: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para <math>P_{pv} = 400</math> W (c). ....</i>	<i>198</i>
<i>Figura 99: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para <math>P_{pv} = 700</math> W (c). ....</i>	<i>198</i>
<i>Figura 100: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para <math>P_{pv} = 400</math> W (c). ....</i>	<i>199</i>
<i>Figura 101: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para <math>P_{pv} = 700</math> W (c). ....</i>	<i>200</i>

Figura 102: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para $P_{pv} = 400 \text{ W}$ (c).	201
Figura 103: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para $P_{pv} = 700 \text{ W}$ (c).	201
Figura 104: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para $P_{pv} = 400 \text{ W}$ (c).	202
Figura 105: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para $P_{pv} = 700 \text{ W}$ (c).	203
Figura 106: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para $P_{pv} = 400 \text{ W}$ (c).	204
Figura 107: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para $P_{pv} = 700 \text{ W}$ (c).	205
Figura 108: Módulo SKS 50F B6U+B2CI 10 V6 da SEMIKRON	208
Figura 109: IGBT SK GB 063 da SEMIKRON	208
Figura 110: Retificador SKD 62/08 da SEMIKRON	209
Figura 111: Cartão de desenvolvimento TMDSCNCD28335	210
Figura 112: Bancada de testes	211
Figura 113: Conversor eletrônico de potência	211
Figura 114: Diagrama de blocos do sistema completo	213
Figura 115: Visão geral da placa de condicionamento de sinal	216
Figura 116: Sinalização das falhas detectadas por software	218
Figura 117: Sinalização das falhas detectadas por hardware	219
Figura 118: Contagem do Timer do PWM e a geração da Interrupção	219
Figura 119: Fluxograma da Rotina Principal	221
Figura 120: Fluxograma geral da rotina de serviço de interrupção	223
Figura 121: Tensão da rede elétrica e informação angular do PLL	224
Figura 122: Fluxograma do Método por Salto de Fase	225
Figura 123: Diagrama de blocos do PLL monofásico	226
Figura 124: Fluxograma do Normalizador de Sinal de PLL	227
Figura 125: Amostra do Rastreamento de Frequência do PLL	228
Figura 126: Rampas de subida e descida acionadas pelo usuário	229
Figura 127: Setup de aferição dos sensores CA	230
Figura 128: Placa dos sensores de tensão e corrente	230
Figura 129: Aferição da medição do sensor de tensão da rede elétrica: (a)SI; (b)Normalizado	231
Figura 130: Aferição da medição do sensor de corrente do secundário: (a)SI; (b)Normalizado	232
Figura 131: Aferição da medição do sensor de corrente do primário: (a)SI; (b)Normalizado	233
Figura 132: Setup de aferição do sensor CC	234
Figura 133: Aferição da medição do sensor de tensão do barramento CC: SI	234
Figura 134: Setup de teste para malha aberta em regime nominal	235
Figura 135: Sinais de comando para os interruptores: (a) g1; (b) g2; (c) g3; (d) g4	236
Figura 136: Tensão de saída na carga com conversor em malha aberta	236

Figura 137: Tensão de saída na carga e corrente no secundário (a); Partida Suave (b).	237
Figura 138: Posição das ponteiros do osciloscópio.	238
Figura 139: Ensaio nominal em malha fechada sem carga	239
Figura 140: Formas de onda antes da partida suave.	240
Figura 141: Formas de onda depois da partida suave (Regime Nominal).	240
Figura 142: Visão panorâmica da partida suave do conversor	241
Figura 143: Cruzamento por zero em $0^\circ$ (a) e $180^\circ$ (b) da tensão da rede	241
Figura 144: Teste de AI com $W_1=W_2=250\text{ W}$ .	242
Figura 145: Teste de AI com $W_1=W_2=500\text{ W}$ .	243
Figura 146: Ensaio nominal em malha fechada com carga	244
Figura 147: Formas de onda antes da partida suave.	245
Figura 148: Formas de onda depois da partida suave (Regime Nominal).	245
Figura 149: Partida suave do conversor	246
Figura 150: Cruzamento por zero em $0^\circ$ (a) e $180^\circ$ (b) da tensão da rede	246
Figura 151: Ensaio AI para quando $P_{INV}$ for diferente de $P_{carga}$ : (a) $P_{INV} > P_{carga}$ ; (b) $P_{INV} < P_{carga}$	247
Figura 152: Teste de AI para quando $P_{INV} > P_{carga}$	248
Figura 153: Teste de AI para quando $P_{INV} < P_{carga}$	248
Figura 154: Conversor operando também como filtro ativo	249
Figura 155: Teste do conversor operando também como filtro ativo utilizando carga não linear	250
Figura 156: Operação também como filtro ativo com $W_1 = 500\text{ W}$ e $W_2 = 0\text{ W}$ (carga não linear)	251
Figura 157: Operação também como filtro ativo com $W_1 = 900\text{ W}$ e $W_2 = 470\text{ W}$ (carga não linear)	252
Figura 158: Teste do conversor operando também como filtro ativo utilizando carga linear	252
Figura 159: Operação também como filtro ativo com $W_1 = 420\text{ W}$ e $W_2 = 0\text{ W}$ (carga linear)	253
Figura 160: Operação também como Filtro Ativo com $W_1 = 900\text{ W}$ e $W_2 = 470\text{ W}$ (carga linear)	254
Figura 161: Cargas utilizadas nos ensaios AI de acordo com a norma.	255
Figura 162: Teste AI de acordo com a norma para $W_1 = 400\text{ W}$	256
Figura 163: Teste AI de acordo com a norma para $W_1 = 700\text{ W}$	257
Figura 164: Cargas genéricas utilizadas nos ensaios AI	258
Figura 165: Teste AI com carga R genérica para $W_1 = 400\text{ W}$	259
Figura 166: Teste AI com carga R genérica para $W_1 = 700\text{ W}$	260
Figura 167: Teste AI com carga RC genérica para $W_1 = 400\text{ W}$	261
Figura 168: Teste AI com carga RC genérica para $W_1 = 700\text{ W}$	262
Figura 169: Teste AI com carga RL genérica para $W_1 = 400\text{ W}$	263
Figura 170: Teste AI com carga RL genérica para $W_1 = 700\text{ W}$	264
Figura 171: Teste AI com carga RLC genérica para $W_1 = 400\text{ W}$	265
Figura 172: Teste AI com carga RLC genérica para $W_1 = 700\text{ W}$	266
Figura 173: Circuito de pré-carga do capacitor de barramento	267

<i>Figura 174: Pré-carga do capacitor do barramento CC .....</i>	<i>268</i>
<i>Figura 175: Decremento da Largura de Banda versus Incremento da Seletividade...276</i>	<i>276</i>
<i>Figura 176: Triângulos de Impedâncias em Regime Senoidal .....</i>	<i>278</i>
<i>Figura 177: Comportamento de <math>Q_f</math> em relação ao fator de potência .....</i>	<i>279</i>
<i>Figura 178: Comportamento de <math>Q_f</math> versus potência ativa (P) e reativa (Q) .....</i>	<i>280</i>
<i>Figura 179: Conector do Emulador e fonte auxiliar do DSP.....</i>	<i>281</i>
<i>Figura 180: Fonte auxiliar da placa de condicionamento de sinal.....</i>	<i>281</i>
<i>Figura 181: Disjuntor que conecta o conversor com a rede elétrica .....</i>	<i>282</i>
<i>Figura 182: Fonte do barramento CC e proteção de sobrecorrente.....</i>	<i>282</i>
<i>Figura 183: Botões de subida e descida da rampa de partida suave .....</i>	<i>283</i>
<i>Figura 184: Medidor de energia na saída do conversor (W1) .....</i>	<i>283</i>
<i>Figura 185: Setup de cargas para teste AI IEEE Std 929-2000 .....</i>	<i>285</i>
<i>Figura 186: Medidores de energia na saída do conversor (W1) e na saída da rede (W2) .....</i>	<i>286</i>
<i>Figura 187: Desligamento do disjuntor na saída da rede elétrica .....</i>	<i>287</i>



---

## **LISTA DE TABELAS**

---

<i>Tabela 1: Recomendações sobre Resposta a Tensões Anormais [11]</i> .....	48
<i>Tabela 2: Recomendações sobre Variação de Frequência [11]</i> .....	49
<i>Tabela 3: Recomendações sobre Fator de Potência [11]</i> .....	50
<i>Tabela 4: Recomendações de Tempo de Religamento [11]</i> .....	53
<i>Tabela 5: Recomendações sobre Máxima Corrente CC Injetada [11]</i> .....	55
<i>Tabela 6: Recomendações sobre Partida Suave e Queda de Tensão [11]</i> .....	56
<i>Tabela 7: Recomendações sobre Limites de Distorção de Corrente Injetada [11]</i> .....	64
<i>Tabela 8: Comparação entre os principais métodos AI[27, 28]</i> .....	112
<i>Tabela 9: Parâmetros utilizados para cálculo da ZND</i> .....	115
<i>Tabela 10: Tensão <math>v_{ab}(t)</math> para cada etapa de operação[36]</i> .....	132
<i>Tabela 11: Principais informações do modelo linearizado do PLL</i> .....	176
<i>Tabela 12: Seleção de harmônicas utilizadas na simulação[39]</i> .....	179
<i>Tabela 13: Valores de carga para os ensaios AI</i> .....	183
<i>Tabela 14: Cargas para teste AI conforme norma IEEE 929-2000</i> .....	183
<i>Tabela 15: Valores de carga para os ensaios AI</i> .....	195
<i>Tabela 16: Cargas para teste AI conforme norma IEEE 929-2000</i> .....	203
<i>Tabela 17: Faixas de valores para operação normal do conversor</i> .....	217
<i>Tabela 18: Lista dos códigos de falhas acionadas por software</i> .....	217
<i>Tabela 19: Lista de falhas acionadas por hardware</i> .....	218
<i>Tabela 20: Fator de Potência para vários níveis de potência injetada</i> .....	243
<i>Tabela 21: Ensaio AI com cargas recomendadas pela norma</i> .....	254
<i>Tabela 22: Tempos de detecção por simulação e pela prática</i> .....	257
<i>Tabela 23: Ensaio AI com cargas genéricas</i> .....	258
<i>Tabela 24: Tempos de detecção por simulação e pela prática</i> .....	266
<i>Tabela 25: Faixa de operação normal da tensão do barramento</i> .....	267
<i>Tabela 26: Características do projeto atendidas nas normas</i> .....	269
<i>Tabela 27: Valores da carga para teste AI de acordo com a norma</i> .....	285



---

## ***LISTA DE ABREVIATURAS***

---

### **ABREVIACÃO**

### **SIGNIFICADO**

<i>A/D</i>	<i>Conversor Analógico/Digital</i>
<i>AFD</i>	<i>Active Frequency Drift</i>
<i>AI</i>	<i>Anti-Ilhamento</i>
<i>CA</i>	<i>Corrente Alternada</i>
<i>CC</i>	<i>Corrente Contínua</i>
<i>DSP</i>	<i>Processador Digital de Sinal</i>
<i>Firmware</i>	<i>Software Implementado e Validado</i>
<i>FJ</i>	<i>Frequency Jump</i>
<i>GD</i>	<i>Geração Distribuída</i>
<i>GEFS</i>	<i>General Electric Frequency Shift</i>
<i>MPP</i>	<i>Maximum Power Point</i>
<i>MSD</i>	<i>Dispositivo de Chaveamento Principal</i>
<i>OFP</i>	<i>Over Frequency Protection</i>
<i>OVP</i>	<i>Over Voltage Protection</i>
<i>PCC</i>	<i>Ponto de Conexão Comum</i>
<i>P&amp;O</i>	<i>Perturba e Observa</i>
<i>PJD</i>	<i>Phase Jump Detection</i>
<i>PLL</i>	<i>Malha de Travamento de Fase</i>
<i>PLCC</i>	<i>Power Line Carrier Communications</i>
<i>PV</i>	<i>Photo-Voltaic (Fotovoltaico)</i>
<i>SEP</i>	<i>Sistema Elétrico de Potência</i>
<i>SFS</i>	<i>Sandia Frequency Shift</i>
<i>SGD</i>	<i>Sistema de Geração Distribuído</i>
<i>SMS</i>	<i>Slip-Mode Frequency Shift</i>
<i>SPWM</i>	<i>Sinusoidal PWM</i>
<i>SSI</i>	<i>Inversor de Estado Sólido</i>
<i>SVS</i>	<i>Sandia Voltage Shift</i>
<i>TDH</i>	<i>Taxa de Distorção Harmônica</i>
<i>μC</i>	<i>Micro-Controladores</i>
<i>UFP</i>	<i>Under Frequency Protection</i>
<i>UPS</i>	<i>Uninterruptable Power Supply</i>
<i>UVP</i>	<i>Under Voltage Protection</i>
<i>VCO</i>	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
<i>ZND</i>	<i>Zona de Não Detecção</i>



---

## *LISTA DE SÍMBOLOS*

---

SÍMBOLO	SIGNIFICADO	UNIDADE
$\bar{A}$	Área de Superfície	$m^2$
$Q_f$	Fator de Qualidade	Sem unidade
$B_w$	Largura de Banda	Hz
$R$	Resistência	$\Omega$
$L$	Indutância	H
$C$	Capacitância	F
$\xi$	Amortecimento	Sem unidade
$F_o$	Frequência Temporal	Hz
$\omega_o$	Frequência Angular	rad/s
$w_R$	Energia Dissipada em R	J
$w_L$	Energia Armazenada em L	J
$w_C$	Energia Armazenada em C	J
$v_o$	Tensão de Saída	V
$v_i$	Tensão de Entrada	V
$FP$	Fator de Potência	Sem unidade
$X_L$	Reatância Indutiva	$\Omega$
$X_C$	Reatância Capacitiva	$\Omega$
$Z$	Impedância	$\Omega$
$P$	Potência Ativa	W
$Q$	Potência Reativa	Var
$S$	Potência Aparente	VA

## PREFIXOS DE UNIDADES (SI)

PREFIXO	SIGNIFICADO
<i>p</i>	<i>pico (<math>10^{-12}</math>)</i>
<i>n</i>	<i>nano (<math>10^{-9}</math>)</i>
$\mu$	<i>micro (<math>10^{-6}</math>)</i>
<i>m</i>	<i>mili (<math>10^{-3}</math>)</i>
<i>k</i>	<i>kilo (<math>10^3</math>)</i>
<i>M</i>	<i>mega (<math>10^6</math>)</i>
<i>G</i>	<i>giga (<math>10^9</math>)</i>
<i>T</i>	<i>tera (<math>10^{12}</math>)</i>

## UNIDADES DE GRANDEZAS FÍSICAS

UNIDADE	SIGNIFICADO
<i>A</i>	<i>Ampère</i>
<i>C</i>	<i>Coulomb</i>
<i>F</i>	<i>Farad</i>
<i>H</i>	<i>Henry</i>
<i>Hz</i>	<i>Hertz</i>
<i>J</i>	<i>Joule</i>
<i>K</i>	<i>Kelvin</i>
<i>m</i>	<i>Metro</i>
$\Omega$	<i>Ohm</i>
<i>s</i>	<i>Segundo</i>
<i>V</i>	<i>Volt</i>
<i>W</i>	<i>Watt</i>
$^{\circ}\text{C}$	<i>Grau Celsius</i>

---

## SUMÁRIO

---

<b>INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>33</b>
<b>MOTIVAÇÕES DE ESTUDO DOS ALGORITMOS DE AI .....</b>	<b>38</b>
<b>IMPLICAÇÕES DE NÃO UTILIZAÇÃO .....</b>	<b>39</b>
<b>OBJETIVO .....</b>	<b>39</b>
<b>JUSTIFICATIVA .....</b>	<b>40</b>
<b>UM BREVE HISTÓRICO .....</b>	<b>40</b>
<b>PRINCIPAIS CENTROS DE ESTUDO DO ASSUNTO .....</b>	<b>41</b>
<b>EFEITO ILHAMENTO .....</b>	<b>43</b>
<b>1.1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>43</b>
<b>1.2 RESIDÊNCIAS DO MÉTODO .....</b>	<b>44</b>
1.2.1 MÉTODOS NÃO RESIDENTES NO CONVERSOR .....	44
1.2.1 MÉTODOS RESIDENTES NO CONVERSOR .....	45
<b>1.3 NORMAS TÉCNICAS .....</b>	<b>46</b>
<b>1.4 IEEE STD 1547.2-2008 .....</b>	<b>46</b>
1.4.1 ILHAMENTO INTENCIONAL E NÃO INTENCIONAL .....	46
<b>1.5 IEEE STD 929-2000 .....</b>	<b>47</b>
1.5.1 QUALIDADE DA ENERGIA .....	47
1.5.1.1 OPERAÇÃO NORMAL .....	47
1.5.1.2 TENSÃO .....	47
1.5.1.3 FREQUÊNCIA .....	48
1.5.1.4 FATOR DE POTÊNCIA .....	49
1.5.2 CAPACIDADE DO SISTEMA .....	50
1.5.2.1 PEQUENOS SISTEMAS .....	50
1.5.2.2 MÉDIOS E GRANDES SISTEMAS .....	50
1.5.3 PADRÃO DE COMUTAÇÃO .....	51
1.5.3.1 CONVERSORES COMUTADOS PELA LINHA .....	51
1.5.3.2 CONVERSORES AUTOCOMUTADOS .....	51
1.5.4 INTERRUPÇÃO NO FORNECIMENTO .....	52
1.5.5 MODO UPS .....	53
1.5.6 ATERRAMENTO E INJEÇÃO CC .....	54
1.5.7 PARTIDA SUAVE E QUEDA DE TENSÃO .....	55
1.5.8 SEGURANÇA E PROTEÇÃO .....	56
1.5.8.1 CHAVES SECCIONADORAS .....	57
1.5.8.2 FALTA DE MANUTENÇÃO .....	58
1.5.8.3 FALHAS ANORMAIS .....	59

<b>1.6 IEEE STD 519-1992 .....</b>	<b>64</b>
1.6.1 TDH .....	64
<b>1.7 CONCLUSÃO.....</b>	<b>64</b>
<b>MÉTODOS DE PROTEÇÃO DE ANTI-ILHAMENTO.....</b>	<b>67</b>
<b>2.1 DEFINIÇÃO DE AI.....</b>	<b>67</b>
<b>2.2 MÉTODOS PASSIVOS .....</b>	<b>68</b>
2.2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	68
2.2.2 ZONA DE NÃO DETECÇÃO .....	68
2.2.3 DETECÇÃO DE TENSÃO E FREQUÊNCIA.....	70
2.2.4 DETECÇÃO POR SALTO DE FASE DE TENSÃO.....	73
2.2.5 DETECÇÃO DE HARMÔNICOS.....	74
2.2.6 CONCLUSÃO DOS MÉTODOS PASSIVOS .....	75
<b>2.3 MÉTODOS ATIVOS .....</b>	<b>76</b>
2.3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	76
2.3.1.1 DISTORÇÃO NA CORRENTE DE SAÍDA.....	77
2.3.1.2 MULTIPLICIDADE DE SGD .....	78
2.3.1.3 ESTABILIDADE.....	78
2.3.2 ZONA DE NÃO DETECÇÃO .....	79
2.3.3 DETECÇÃO DE IMPEDÂNCIA.....	79
2.3.4 MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA COM FREQUÊNCIA FIXA .....	82
2.3.5 DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA.....	83
2.3.6 DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA ATIVA .....	87
2.3.7 MÉTODO SANDIA DE DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA .....	89
2.3.8 MÉTODO GE DE DESLOCAMENTO DE TENSÃO OU FREQUÊNCIA.....	91
2.3.9 MÉTODO SANDIA DE DESLOCAMENTO DE TENSÃO .....	96
2.3.10 SALTO DE FREQUÊNCIA.....	98
2.3.11 MÉTODO DO INDUTOR VIRTUAL .....	98
2.3.12 CONCLUSÃO DOS MÉTODOS ATIVOS.....	103
<b>2.4 MÉTODOS ALTERNATIVOS .....</b>	<b>104</b>
2.4.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	104
2.4.2 DISPOSITIVO MSD .....	105
2.4.3 COMUNICAÇÃO DE DADOS.....	107
2.4.4 CONCLUSÃO DOS MÉTODOS ALTERNATIVOS .....	109
<b>2.5 CONCLUSÃO.....</b>	<b>110</b>
<b>ESCOLHA DO MÉTODO AI.....</b>	<b>111</b>
<b>3.1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>111</b>
<b>3.2 COMPARATIVOS ENTRE OS PRINCIPAIS MÉTODOS .....</b>	<b>111</b>
<b>3.3 ESCOLHAS DO MÉTODO .....</b>	<b>113</b>



<b>3.5 ZONA DE NÃO DETECÇÃO (ZND)</b>	114
<b>3.4 CONCLUSÃO</b>	118
<b>CONVERTOR ESTÁTICO</b>	<b>121</b>
<b>4.1 INTRODUÇÃO</b>	121
<b>4.2 TOPOLOGIA</b>	122
<b>4.3 MODULAÇÃO SENOIDAL PWM</b>	123
<b>4.4 ESTADOS TOPOLÓGICOS</b>	126
4.4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO – SEMICICLO POSITIVO	126
4.4.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO – SEMICICLO NEGATIVO	128
<b>4.5 COMPENSADORES PI</b>	130
<b>4.6 MODELAGEM</b>	131
4.6.1 INDUTOR DE SAÍDA	136
4.6.2 CAPACITOR DE BARRAMENTO	140
4.6.3 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO	143
4.6.4 MODELO PARA CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA	144
4.6.5 MODELO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE BARRAMENTO	159
4.6.6 MODELO PARA CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA NO PRIMÁRIO	163
<b>4.7 MALHA DE TRAVAMENTO DE FASE (PLL)</b>	170
4.7.1 PROJETO DO COMPENSADOR PI	175
4.7.2 SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO	178
<b>4.8 SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO</b>	181
4.8.1 APRESENTAÇÃO DA SIMULAÇÃO	184
4.8.2 TESTE EM POTÊNCIA NOMINAL	189
4.8.3 APRESENTAÇÃO DOS TESTES AI	195
4.8.4 TESTE AI PARA CARGAS R	197
4.8.5 TESTE AI PARA CARGAS RL	199
4.8.6 TESTE AI PARA CARGAS RC	200
4.8.7 TESTE AI PARA CARGAS RLC	202
4.8.8 TESTE AI PARA NORMA IEEE Std 929-2000	203
<b>4.9 CONCLUSÃO</b>	205
<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>207</b>
<b>5.1 INTRODUÇÃO</b>	207
<b>5.2 MÓDULO DE POTÊNCIA</b>	207
<b>5.3 DSP</b>	209
<b>5.4 BANCADA DE TESTE E CONVERTOR ELETRÔNICO</b>	210
<b>5.5 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA COMPLETO</b>	212
<b>5.6 CONFIGURAÇÕES DO DSP</b>	214

5.6.1 CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA.....	214
5.6.2 CONFIGURAÇÃO DO A/D.....	214
5.6.3 CONFIGURAÇÃO DO PWM.....	215
5.6.4 CONFIGURAÇÃO DO GPIO.....	215
5.6.5 CONFIGURAÇÃO DAS INTERRUPÇÕES.....	219
<b>5.7 DESENVOLVIMENTO DO SOFTWARE .....</b>	<b>220</b>
5.7.1 ROTINA PRINCIPAL DE EXECUÇÃO .....	220
5.7.1.1 ROTINA DE OPERAÇÃO NORMAL .....	222
5.7.1.2 ROTINA DE INICIALIZAÇÃO DO PLL .....	222
5.7.2 ROTINA DE SERVIÇO DE INTERRUPÇÃO .....	222
5.7.2.1 ROTINA DE PROTEÇÃO .....	223
5.7.2.2 ROTINA DO MÉTODO POR SALTO DE FASE.....	224
5.7.2.3 ROTINA DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA .....	226
5.7.2.4 ROTINA DO PLL.....	226
5.7.2.5 ROTINA DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE SAÍDA .....	228
5.7.2.6 ROTINA DA PARTIDA SUAVE.....	228
5.7.2.7 ROTINA DE INICIALIZAÇÃO DE VARIÁVEIS .....	229
<b>5.8 ENSAIOS E VALIDAÇÃO .....</b>	<b>229</b>
5.8.1 AFERIÇÃO DA MEDIÇÃO DOS SENSORES.....	229
5.8.2 OPERAÇÃO NOMINAL EM MALHA ABERTA .....	234
5.8.3 POSIÇÃO DAS PONTEIRAS DO OSCILOSCÓPIO .....	237
5.8.4 OPERAÇÃO NOMINAL EM MALHA FECHADA SEM CARGA .....	238
5.8.5 OPERAÇÃO NOMINAL EM MALHA FECHADA COM CARGA .....	244
5.8.6 ENSAIO AI COM $P_{INV}$ DIFERENTE DE $P_{CARGA}$ .....	247
5.8.7 OPERAÇÃO COMO FILTRO ATIVO.....	249
5.8.8 ENSAIO AI RECOMENDADO PELA NORMA.....	254
5.8.9 ENSAIO AI COM CARGAS GENÉRICAS.....	257
5.8.9.1 CARGA RESISTIVA (R).....	259
5.8.9.2 CARGA RESISTIVO-CAPACITIVA (RC) .....	260
5.8.9.3 CARGA RESISTIVO-INDUTIVA (RL).....	262
5.8.9.4 CARGA RESISTIVO-CAPACITIVO-INDUTIVA (RLC).....	264
5.8.10 PRÉ-CARGA DO CAPACITOR DO BARRAMENTO.....	267
5.8.11 CARACTERÍSTICAS DO PROJETO ATENDIDAS PELA NORMA....	268
<b>5.9 CONCLUSÃO.....</b>	<b>269</b>
<b>SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>271</b>
<b>CONCLUSÃO FINAL .....</b>	<b>273</b>
<b>APÊNDICE A – FATOR DE QUALIDADE .....</b>	<b>275</b>
<b>APÊNDICE B – PROCEDIMENTO DE START-UP .....</b>	<b>281</b>
<b>APÊNDICE C – PROCEDIMENTO DE TESTE AI .....</b>	<b>285</b>

***REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... 289***



---

## INTRODUÇÃO GERAL

---

O aumento da geração e do consumo de energia elétrica tem incentivado cada vez mais as pesquisas por diferentes fontes alternativas que proporcionam menos impactos ambientais e mais diversidade da matriz energética nacional. Na Eletrônica de Potência, esses progressos estão impulsionando cada vez mais pesquisas e desenvolvimento de novos conversores e estruturas que operam de forma mais eficiente.

Tendo em vista a diversidade energética que o Brasil possui, desde o convencional potencial hidrelétrico até a energia solar abundante, os sistemas de geração distribuídos (SGD) estão se tornando cada vez mais frequentes. Assim, cada vez mais têm sido feitas pesquisas para a captação dessas energias renováveis presentes na natureza. Os SGD têm como objetivo disponibilizar essa energia captada para a rede elétrica, realizando a interface entre as fontes de energia alternativa e o sistema elétrico de potência (SEP). As principais fontes de energia alternativa são ilustradas na *Figura 1*.

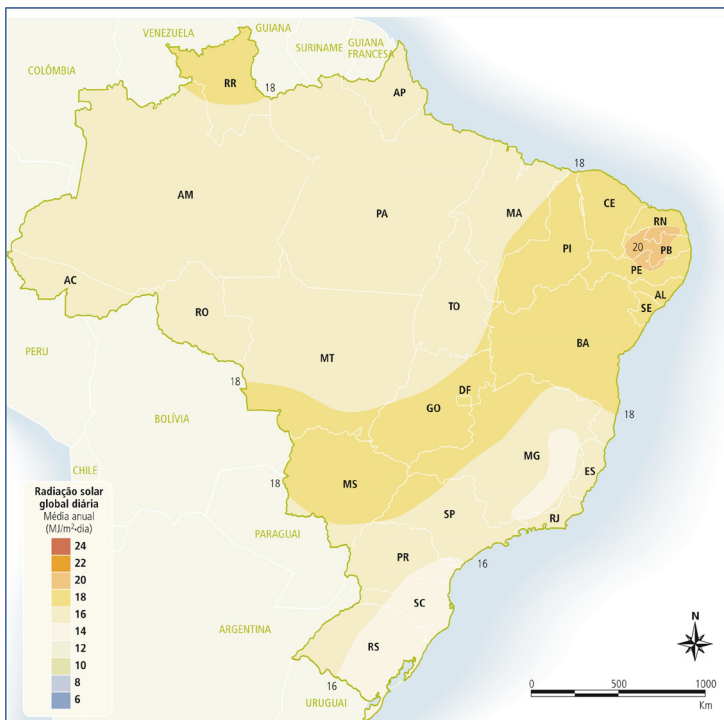


*Figura 1: Principais fontes de energia alternativas[1]*

Pesquisas recentes apontam a energia solar fotovoltaica como sendo a principal fonte de energia natural por sua abundância e sua disponibilidade, presente em todo o globo terrestre, e por não ser poluente. Estima-se que a incidência de energia solar sobre a superfície da Terra seja considerada dez mil vezes maior do que a demanda energética mundial.

No Brasil, ainda não existe o devido reconhecimento às fontes renováveis devido à até agora abundante diversidade energética presente em seu território. Sua incidência solar é bem superior à de muitos países europeus com diversas plantas solares já instaladas. Sendo assim, o

Brasil possui elevado potencial em energia solar, tendo em vista os outros países de primeiro mundo que apresentam menores índices de captação solar. Um desses países é a Alemanha, cuja região de maior incidência solar possui 1,4 vezes menos radiação do que a região do Brasil com menor incidência [2]. Na *Figura 2*, é ilustrada a taxa de incidência solar no território brasileiro.

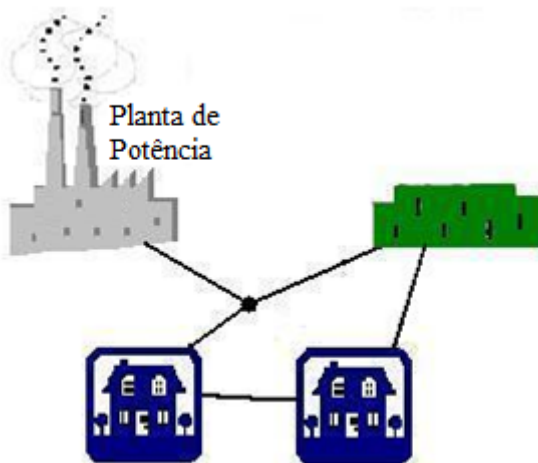


*Figura 2: Incidência solar no Brasil[3]*

O sistema elétrico atual possui sua filosofia de fornecimento de energia centralizada, na qual somente uma fonte de energia principal (planta de potência) fornece energia para certos centros consumidores. Tais fontes de energia são tradicionais e correspondem no Brasil às grandes centrais hidrelétricas, termoeletricas, etc. Essa estratégia de fornecimento é antiga e foi concebida numa época em que a exploração energética das fontes alternativas não estavam em ênfase.

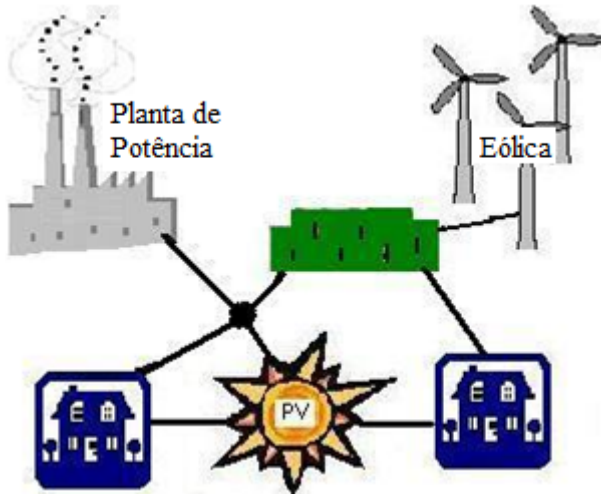
Essa filosofia de abastecimento é conhecida por centralizar a sua geração, podendo sobrecarregar as grandes linhas de distribuição se

houver elevado consumo de energia elétrica nos centros consumidores. Outro problema é a forte dependência do sistema elétrico em relação às grandes centrais geradoras. Tal filosofia de abastecimento é ilustrada na *Figura 3*.



*Figura 3: Sistema Elétrico de Potência (SEP) centralizado[1]*

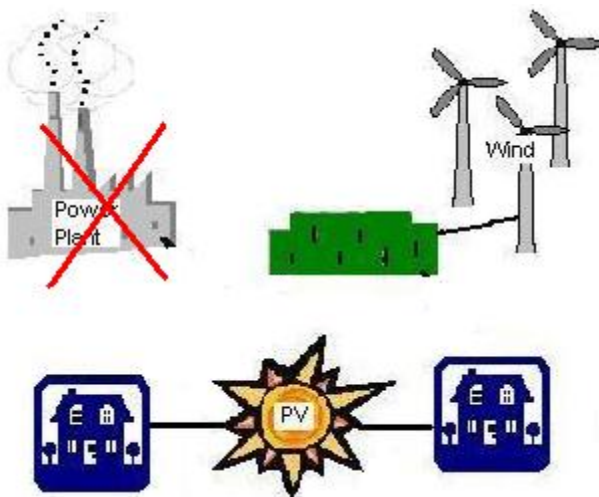
Com o advento das fontes de energia alternativa e a sua conexão no SEP, a estratégia de fornecimento de energia tem sido gradualmente alterada para um abastecimento mais distribuído. Tal estratégia proporciona muitas vantagens para a matriz energética nacional, como a diversidade e a geração de energia mais próxima dos grandes centros consumidores. Essa última vantagem proporciona uma redução de potência nas grandes linhas de distribuição que interligam as antigas e distantes fontes geradoras dos centros consumidores. Isso proporciona menos perdas de transporte de energia no SEP e um aumento de sua eficiência. A filosofia de fornecimento distribuída é mostrada na *Figura 4*.



*Figura 4: Sistema Elétrico de Potência (SEP) distribuído[1]*

Por outro lado, a mudança da estratégia de abastecimento vem acompanhada de alguns problemas e algumas dificuldades que antigamente não existiam. Essas desvantagens ocorrem porque o SEP foi originalmente projetado para operar de forma centralizada, e não distribuída como cada vez mais tem sido feito. Um desses problemas é a formação de ilhas no sistema elétrico que ocorre no desligamento do fornecimento de energia. Esses desligamentos podem ser feitos de forma intencional pelo operador do sistema elétrico para a realização de manutenção nas linhas de energia ou podem ocorrer de forma não intencional gerada por curtos-circuitos e falha de equipamentos. A formação dessas ilhas é ilustrada na *Figura 5*.





*Figura 5: Formação de ilhas de potência no sistema elétrico[1]*

Para realizar a disponibilização dessas energias alternativas no sistema elétrico, tem se usado, cada vez mais, os sistemas de geração distribuídos (SGD). Tais sistemas utilizam conversores eletrônicos estáticos para a realização da conversão de energia, tendo assim responsabilidade direta na formação de ilhas no sistema elétrico. Existem alguns casos em que a geração distribuída (GD) não necessita de conversores, que é o caso das pequenas centrais hidrelétricas (PCH). Dentro desse contexto, pesquisas de métodos residentes nesses conversores para a realização da proteção do ilhamento têm sido feitas cada vez mais freqüentemente. Esses métodos visam o desligamento do conversor por meio da detecção de falhas no fornecimento de energia nas linhas de distribuição em que os SGD estão conectados. A *Figura 6* ilustra a conexão de um SGD no sistema elétrico.

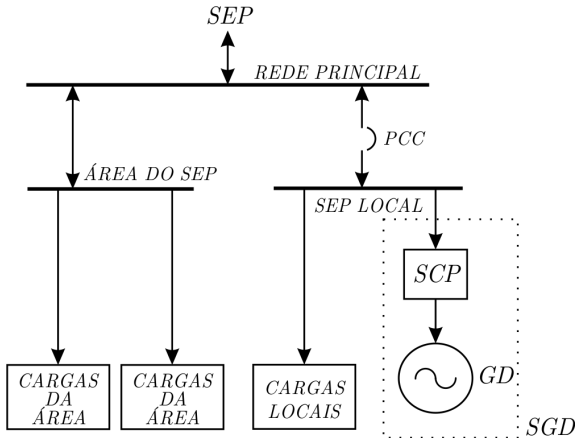


Figura 6: Conexão de um SGD no sistema elétrico[1]

É possível perceber que um sistema de geração distribuído (SGD) é formado por uma geração distribuída (GD) e um sistema de conversão de potência (SCP), que nada mais é que um conversor eletrônico. Vale a pena salientar que o SGD está interconectado com o SEP local, que é a área do SEP em que todos os sistemas elétricos, situados do lado do consumidor no Ponto de Conexão Comum (PCC), estão conectados [4].

Este trabalho também abrangerá diversas áreas da engenharia na tentativa de estudar e implementar técnicas de proteção Anti-ilhamento (AI) na geração distribuída monofásica de energia fotovoltaica. Essas áreas vão desde a Eletrônica de Potência até a área de Controle e Sistemas de Potência, tudo sendo devidamente orientado e focado para a proteção anti-ilhamento nos conversores estáticos.

Neste trabalho, será especialmente focada a energia fotovoltaica como fonte de energia alternativa para o desenvolvimento do projeto. Serão estudadas a modulação e o controle do conversor para realizar a injeção dessa energia na rede convencional. Assim, será escolhida a melhor topologia a ser empregada para o conversor, sempre priorizando a operação com alto fator de potência.

## MOTIVAÇÕES DE ESTUDO DOS ALGORITMOS DE AI

Como foi mencionado anteriormente, com o avanço cada vez mais crescente dos SGD interconectados com o SEP, os algoritmos AI são indispensáveis para um seguro funcionamento desses conversores.

Com isso, a implementação dos métodos de proteção AI são muito requisitados pelas normas de segurança. Seu principal objetivo é interromper a geração da energia alternativa pelo conversor estático, propiciando segurança para operários que porventura poderão realizar manutenção na rede de energia.

Porém, os estudos e as pesquisas dos algoritmos AI são de suma importância no intuito de incrementar sua eficiência de detecção com o menor impacto possível para os parâmetros do sistema elétrico. Os métodos AI atuais possuem tanto vantagens como desvantagens em sua utilização. Contudo, a preocupação com essa questão está voltada para a concepção de um método AI que seja totalmente eficiente e cujo funcionamento não impacte negativamente o sistema elétrico.

### ***IMPLICAÇÕES DE NÃO UTILIZAÇÃO***

As implicações da não utilização desses métodos são severas para o sistema elétrico e seriamente advertidas pelas normas técnicas. Tais implicações podem ocorrer de simples transientes na rede até risco de vida humana, como listado abaixo:

- ➔ Severos transientes podem ocorrer no SEP no momento do religamento de uma ilha energizada por um SGD com o restante do sistema. Tais transientes podem danificar equipamentos do sistema elétrico, equipamentos dos consumidores, cabeamento, etc.;
- ➔ Operários que realizam manutenção nas linhas de energia do SEP correm risco de vida se o SGD mantiver as linhas de distribuição internas da ilha energizadas;
- ➔ Flutuações de tensão e frequência podem ocorrer dentro da ilha após sua formação, devido ao fato de que os SGD não são projetados para regular tensão e frequência em sua saída. Esses sistemas são concebidos para trabalhar somente interconectados com o SEP, disponibilizando energia das fontes alternativa para o restante do sistema.

### ***OBJETIVO***

O propósito deste trabalho é realizar uma ampla pesquisa dos principais métodos de proteção AI presentes na literatura, descrevendo seu funcionamento e listando suas vantagens e desvantagens. É selecionado então um método para implementação no trabalho que

melhor se adapta aos seus requisitos preestabelecidos. Tais requisitos são listados abaixo:

→O método AI não pode distorcer a corrente de saída do conversor. Atualmente, o sistema elétrico já possui considerável nível de ruídos e distorções presentes no fornecimento de sua energia. Tais problemas são causados na maioria das vezes por cargas não lineares conectadas na rede. O método AI não pode contribuir negativamente para esse cenário;

→O método AI deve operar harmonicamente com os demais métodos de proteção instalados em outros SGD conectados na mesma linha de distribuição. Com o crescimento do uso das fontes alternativas, a instalação de vários SGD em uma mesma linha tem sido cada vez mais freqüente.

→O método AI será instalado em um conversor monofásico de pequena capacidade de potência nominal de  $1kW$ .

### **JUSTIFICATIVA**

Atualmente, as pesquisas na área de proteção AI estão muito voltadas para os métodos ativos que possuem maior eficiência de proteção AI, mas que infelizmente distorcem a corrente de saída do conversor. Essas pesquisas visam à concepção de métodos de alta eficiência que gerem pouca distorção na corrente de saída do conversor. Tais pesquisas falham por nunca chegarem a um método definitivo que possua alta eficiência, baixa ou nula distorção da corrente e que seja de simples implementação.

Contudo, os métodos passivos, que não distorcem a corrente de saída, mas que possuem eficiência mais baixa, estão esquecidos e carentes de um estudo mais detalhado. A justificativa de realização deste trabalho é justamente averiguar até quando esses métodos podem ser utilizados com segurança e confiabilidade. Uma investigação de sua eficiência de acordo com os procedimentos de teste recomendados pelas normas é realizada.

### **UM BREVE HISTÓRICO**

→Em 1999, *M. E. Ropp* e *M. Begovic* lançam pelo Instituto de Tecnologia da Geórgia o método de desvio ativo de frequência de proteção AI (AFD)[5].

→Em 2000, *Miroslav Begovic* e *Michael Ropp* lançam pela *Sandia National Sandia Corporation*, subsidiária da *Lockheed Martin Corporation*, o método sandia de deslocamento de frequência (SFS)[6].

→Em 2003, *Zhihong Ye* e *Amol Kolwalkar* lançam pelo centro de pesquisas da GE o método de detecção por salto de fase (PJD)[7].

→Em 2004, *Z. Ye* e *R. Walling*, funcionários do departamento de engenharia da GE, lançam a família de métodos de proteção AI por frequência e tensão GEFS e GVFS[8].

→Em 2007, *H. L. Jou* e *W. J. Chiang* lançam pelo Instituto de Engenharia de Kaohsiung na China o método ativo de detecção por indutor virtual[9].

### ***PRINCIPAIS CENTROS DE ESTUDO DO ASSUNTO***

Atualmente, as pesquisas por novos métodos AI estão muito voltadas para os métodos ativos, com o intuito de maximizar a eficiência de proteção e minimizar o impacto desses algoritmos no sistema elétrico.

Existem também pesquisas que têm como objetivo maximizar a eficiência dos métodos passivos. Abaixo estão listados os principais centros de pesquisas do assunto no exterior e no Brasil:

Exterior:

- Laboratórios de energia da *Sandia National Corporation*;
- Centro de pesquisas globais da *GE*;
- Instituto de Tecnologia da Geórgia;
- Centro de Tecnologia e Energia CANMET;
- Universidade de STELLENBOSCH;
- Virginia Tech (CPES).

Brasil:

- Departamento de Engenharia da UNESP (Ilha Solteira);
- Departamento de Engenharia da UNICAMP (Campinas);
- Núcleo de Automação e Potência da UFJF.



---

## EFEITO ILHAMENTO

---

### 1.1 INTRODUÇÃO

Recentemente, os constantes progressos na manufatura de painéis fotovoltaicos têm incentivado novas pesquisas na área. Tais pesquisas têm o intuito de conceber projetos de sistema de geração distribuídos baseados nessa tecnologia solar, cuja disponibilidade energética nacional é muito abundante. Esses sistemas têm como característica sua conexão em paralelo com redes elétricas locais de baixa e média tensão para realizar a injeção da energia PV diretamente nessas redes de alimentação CA. Tal avanço promove assim uma maior disponibilidade energética para o sistema como um todo.

Além das freqüentes melhoras na fabricação dos painéis PV, podem-se citar algumas outras crescentes vantagens com relação à sua implementação, como:

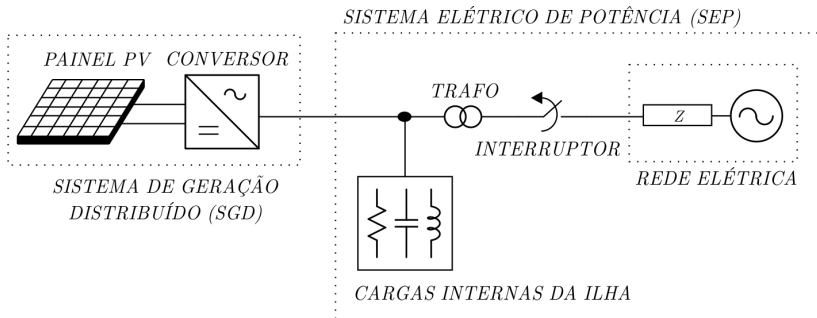
- Alta robustez;
- Ausência de partes mecânicas girantes;
- Pequenas perdas na transmissão de sua energia, uma vez que a geração distribuída PV pode ser instalada próximo às cargas.

Tendo em vista esse cenário, é fácil constatar que a aplicação de SGD PV conectado à rede elétrica altera o desempenho dos sistemas elétricos de potência e abrem caminho para o estudo de vários problemas que poderão acontecer. Podem-se citar alguns, como:

- Religamento e sincronismo das ilhas formadas no SEP;
- Perturbações nas frequências e nas tensões da rede elétrica;
- Injeção de correntes com valores médios diferentes de zero;
- Interferências eletromagnéticas em equipamentos sensíveis destinados à comunicação de dados e controle.

Assim, o SGD acaba fornecendo energia elétrica às cargas que estão interligadas no interior da ilha e afastando a ação direta do operador do sistema elétrico, como ilustrado na *Figura 7*. Nesse caso, no

momento em que o interruptor é aberto, o conversor PV passa a suprir energia somente e exclusivamente às cargas conectadas no interior da ilha. Antes da formação da ilha, o conversor PV pode alimentar tanto as cargas internas da ilha como as cargas situadas fora da ilha em potencial, dependendo da potência injetada pelo conversor e da potência instalada na ilha.



*Figura 7: Diagrama unifilar do SGD PV[2]*

## 1.2 RESIDÊNCIAS DO MÉTODO

Nesta seção, são abordados alguns tópicos essenciais para o correto entendimento dos métodos de proteção anti-ilhamento apresentados neste trabalho. As considerações iniciais desenvolvidas nesta seção possibilitam uma visão genérica da funcionalidade desses métodos sem adentrar especificamente nos algoritmos envolvidos. Isso gera uma compreensão mais básica e simples dos aspectos que envolvem a proteção anti-ilhamento.

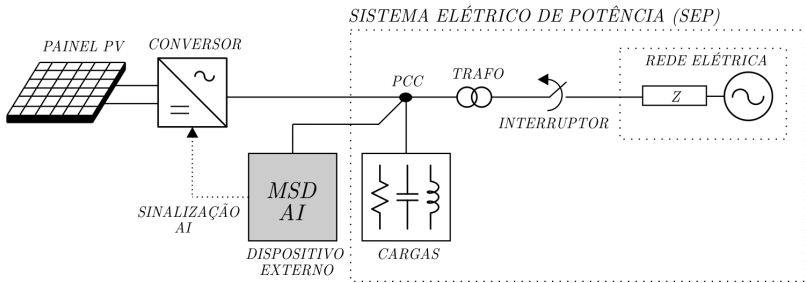
Os métodos de proteção anti-ilhamento podem ser definidos basicamente em duas classes quanto à residência do método.

### 1.2.1 MÉTODOS NÃO RESIDENTES NO CONVERSOR

São caracterizados pela conexão externa de um equipamento adicional que detecta o ilhamento e sinaliza para o conversor, através de um sinal lógico ou comunicação de dados, a formação da ilha, conforme ilustrado na *Figura 8*. O conversor, ao receber esse sinal, faz o desligamento da ilha. Esses dispositivos, também conhecidos como MSD (**M**ains monitoring units with allocated all-pole **S**witching **D**eVICES



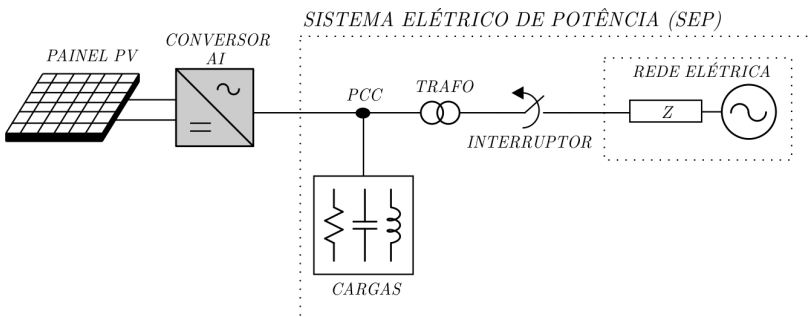
connected in series), possuem geralmente custo elevado, especialmente se aplicados em pequenos SGD.



*Figura 8: Métodos não residentes no conversor*

### **1.2.1 MÉTODOS RESIDENTES NO CONVERSOR**

São caracterizados por serem alocados diretamente no conversor, como ilustrado na *Figura 9*. São amplamente utilizados por apresentarem baixos custos e por se limitarem exclusivamente a um algoritmo. Realizam a proteção anti-ilhamento baseados na conexão do conversor com a rede elétrica. Uma vez que o algoritmo AI residente no conversor realiza a proteção, o próprio conversor executa a ação necessária. O método escolhido aplicado a este trabalho possui essa característica.



*Figura 9: Métodos residentes no conversor*

### **1.3 NORMAS TÉCNICAS**

São várias as normas que regularizam os métodos de proteção AI. Essas normas citam recomendações desde a qualidade de energia aceita pelo sistema elétrico até procedimentos de teste de proteção AI. Para este trabalho, foram utilizadas basicamente as normas da IEEE, como listado abaixo [10]:

→*IEEE Std 1547.2-2008*: É um manual padrão para interconexão de sistemas de geração distribuída no SEP. Oferece recomendações e definições gerais de como devem operar esses sistemas quando conectados à rede [4].

→*IEEE Std 929-2000*: Oferece práticas recomendadas para conversores PV para testes de proteção AI, assim como recomendações sobre qualidade de energia, segurança e proteções [11].

→*IEEE Std 519-1992*: Oferece práticas recomendadas para controle de harmônicos nos sistemas elétricos de potência. Recomenda a máxima taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente e tensão que o sistema permite [12].

### **1.4 IEEE STD 1547.2-2008**

#### **1.4.1 ILHAMENTO INTENCIONAL E NÃO INTENCIONAL**

O ilhamento intencional é definido como sendo um ilhamento planejado, ou seja, é gerado pelo desligamento do fornecimento de energia acionado pelo operador do SEP. A energia interna da ilha é mantida, alimentando assim suas cargas internas. As principais aplicações para esse tipo de ilhamento são as UPS e os geradores de emergência.

O ilhamento não intencional é definido como sendo um ilhamento não planejado, ou seja, gerado por falha no abastecimento causado por curto-circuito, danos nas linhas de distribuição, sobrecarga no fornecimento, etc. Tais falhas são classificadas como primárias ou secundárias e são tratadas posteriormente.

## **1.5 IEEE STD 929-2000**

### **1.5.1 QUALIDADE DA ENERGIA**

A qualidade da energia disponibilizada pelos sistemas *PV* tem sido regulamentada por práticas e procedimentos padrões. Tais práticas são aplicadas em situações em que o conversor esteja operando ilhado do SEP ou quando conectado a ele. Basicamente, os parâmetros elétricos mais usados para classificar o bom desempenho de um SGD *PV* são as tensões e as frequências nominais, as perturbações de tensão e a distorção na forma de onda da corrente elétrica. O desvio desses parâmetros em relação ao estabelecido pela *IEEE 929-2000* deve causar o desligamento do conversor por um tempo preestabelecido [11].

#### **1.5.1.1 OPERAÇÃO NORMAL**

Usualmente, os SGD *PV* não têm como função regular a tensão interna da ilha, mas somente injetar no SEP a energia captada pelos painéis. Com isso, os conversores não procuram fazer da tensão de operação uma função de regulação usual, pois ela já é fixada e regulada pelo SEP. Quando a magnitude da energia injetada pelo conversor é menor que a energia consumida pelas cargas nas linhas de energia, o conversor tende a trabalhar normalmente, não afetando de forma significativa a qualidade da energia no SEP [11].

#### **1.5.1.2 TENSÃO**

Qualquer perturbação de tensão que se manifeste no PCC ou que seja resultado do religamento do conversor *PV* com o sistema elétrico não pode ultrapassar os máximos limites estabelecidos pela norma *IEEE 519-1992* [12]. Se essa recomendação não for respeitada, pode ocorrer interferência nos algoritmos AI e, por consequência, a detecção de falsos ilhamentos [11].

A Tabela 1 ilustra o tempo máximo de desligamento baseado na tensão eficaz que o sistema opera no instante das perturbações. O objetivo dessas recomendações é evitar excessivos e desnecessários desligamentos causados pelo algoritmo AI sobre condições em que a tensão eficaz está fora dos limites normais de operação. Para as aplicações de média e grande capacidade, esses ajustes deverão ser elaborados e ajustados em campo, pois terão relação com as quedas de

tensões causadas pelos diversos transformadores, cabeamento e alimentadores inerentes à instalação [11].

*Tabela 1: Recomendações sobre Resposta a Tensões Anormais [11]*

<i>IEEE Std 929-2000</i>	
<i>Tensão eficaz no PCC</i>	<i>Tempo máximo de desligamento</i>
$V_{rms} < 50\%$	<i>6 ciclos</i>
$50\% < V_{rms} < 88\%$	<i>120 ciclos</i>
$88\% < V_{rms} < 110\%$	<i>Operação Normal</i>
$110\% < V_{rms} < 137\%$	<i>120 ciclos</i>
$137\% < V_{rms}$	<i>2 ciclos</i>

### 1.5.1.3 FREQUÊNCIA

A frequência de operação é controlada pelo SEP e é função do conversor *PV* trabalhar em sincronia com ele. Sua faixa de operação é definida de acordo com o país ou a localidade em que se encontra a instalação. Para pequenas instalações situadas em localidades remotas e em ilhas, a faixa de variação de frequência poderá ser maior do que o usual em sistemas de maior capacidade.

Para sistemas pequenos, a variação de frequência sentida pelo conversor AI não deverá ultrapassar a faixa de *59.2 Hz* até *60.6 Hz*, uma vez que a faixa admitida para operação normal do conversor é de *59.3 Hz* até *60.5 Hz*. Conforme ilustrado na *Tabela 2*, o conversor deverá realizar seu desligamento num intervalo de tempo de *seis* ciclos da rede elétrica. O objetivo dessas recomendações é evitar excessivos e desnecessários desligamentos causados pelo algoritmo AI. Tais desligamentos podem ocorrer sob condições em que a frequência nominal está fora dos limites normais de operação. Para as aplicações de média e grande capacidade, esses ajustes deverão ser elaborados e ajustados em campo e terão relação com os diversos elementos inerentes e presentes na instalação, como transformadores, cabeamento e alimentadores [11].

Tabela 2: Recomendações sobre Variação de Frequência [11]

<i>IEEE Std 929-2000</i>	
<i>Frequência da Tensão no PCC</i>	<i>Tempo máximo de desligamento</i>
$59.3\text{Hz} < F_{rede} < 60.5\text{Hz}$	<i>Operação Normal</i>
$F_{rede} < 59.2\text{Hz}$ $F_{rede} > 60.6\text{Hz}$	<i>6 ciclos</i>

#### 1.5.1.4 FATOR DE POTÊNCIA

Normalmente os conversores PV são projetados para operar com fator de potência praticamente unitário. Alguns desses conversores possuem três graus de liberdade, ou seja, ação sobre a tensão, a frequência e a fase da corrente injetada na saída do conversor. Tais estratégias de controle são capazes de realizar compensação de potência reativa baseadas no ajuste de ângulo de fase. Vale a pena ressaltar que tais estratégias não dependem diretamente da resposta de frequência da carga para realizar esse ajuste. Nesse caso, o ajuste de fase imposto pelo controle do conversor faz com que a resposta de compensação de potência reativa seja mais rápida[10]. Tais estratégias de controle também são utilizadas por diversos fabricantes para permitir que o conversor opere em modo de potência reativa constante ou fator de potência constante.

Segundo a norma *IEEE Std 929-2000* [11], os conversores PV deverão operar com fator de potência maior que 0,85 (avanço ou atraso) quando a potência de saída for maior que 10% da potência nominal. Para situações em que a potência de saída do conversor é menor que 10%, essas estratégias de controle passam a operar com fator de potência não unitário. Isso se deve às potências reativas presentes nos filtros de saída do conversor e aos transformadores, que agora passam a ser relevantes em relação à potência do conversor. A *Tabela 3* ilustra as recomendações da *IEEE Std 929-2000* [11] com relação ao fator de potência em SGD PV.

Tabela 3: Recomendações sobre Fator de Potência [11]

<i>IEEE Std 929-2000</i>	
<i>Potência Nominal em percentual (%)</i>	<i>Fator de Potência</i>
$P > 10\%$	$0.85 < FP < 1$
$P < 10\%$	<i>FP não-unitário</i>

### 1.5.2 CAPACIDADE DO SISTEMA

De acordo com a *IEEE Std 929-2000* os conversores *PV* são classificados em três classes, conforme sua capacidade de injeção de potência no sistema elétrico [11].

#### 1.5.2.1 PEQUENOS SISTEMAS

Os pequenos sistemas citados segundo a *IEEE Std 929-2000* [11] possuem potência menor ou igual à  $10kW$  e possuem sua janela de operação entre 88% e 110% da tensão nominal. Se o conversor *AI* estiver instalado fisicamente próximo da fonte geradora, não há queda de tensão considerável na linha de distribuição. Nesse caso, a janela de operação de tensão poderá desconsiderar essa implicação física.

Por outro lado, se o conversor estiver instalado longe fisicamente da fonte geradora, a queda de tensão presente na linha deverá ser computada nos limites da janela de operação. Essa queda de tensão não pode exceder 3% para circuitos somente ramificados e 5% para circuitos envolvendo alimentadores. Vale a pena lembrar que esses tipos de conversores abrangem todos os conversores *PV* monofásicos e alguns trifásicos. Tais conversores são projetados para trabalhar somente no modo de injeção de corrente, não podendo funcionar em modo *Stand-Alone*, como inversor de tensão depois da formação da ilha.

#### 1.5.2.2 MÉDIOS E GRANDES SISTEMAS

Segundo a norma *IEEE Std 929-2000* [11], para os casos envolvendo sistemas de média capacidade com potência nominal entre  $10kW$  e  $500kW$  e os de grande capacidade com potência nominal acima de  $500kW$ , as faixas de tensão de operação deverão ser especificamente

ajustadas visando à particularidade de cada caso. Na ausência dessas especificações, as recomendações de 88% e 110% da tensão nominal aplicadas para pequenos sistemas poderão ser seguidas. Esses tipos de conversores abrangem todos os conversores *PV* trifásicos. Em alguns casos muito particulares, eles podem mudar seu funcionamento para o modo *Stand-Alone* como inversor de tensão depois da formação da ilha, sustentando tensão interna na ilha.

### *1.5.3 PADRÃO DE COMUTAÇÃO*

Em um âmbito geral, os conversores estáticos de estado sólido podem derivar o sinal de comando para os seus interruptores de duas formas distintas. Uma forma não utiliza modulação, sendo a referência de chaveamento retirada da corrente de linha. Na outra forma, o conversor opera com modulação própria retirando as referências de comutação dos interruptores das comparações internas das formas de onda de portadoras e moduladoras.

#### *1.5.3.1 CONVERSORES COMUTADOS PELA LINHA*

São caracterizados por derivar a referência de comutação dos interruptores diretamente da corrente de linha, simplificando assim sua estrutura interna. Estão sendo descontinuados por apresentarem baixa frequência de comutação (120 Hz), possuírem baixo rendimento e filtros de saída muito volumosos e caros, além do alto conteúdo harmônico. Quanto aos conversores monofásicos *PV*, o seu uso está praticamente descontinuado devido ao baixo rendimento, mas eles continuam sendo empregados nas configurações trifásicas. Nessas aplicações, os conversores utilizam circuitos mais sofisticados de detecção de tensão e corrente, fazendo uso de transformadores multipulso para realizar o cancelamento de harmônicas indesejáveis, sem lançar mão de filtros armazenadores de energia [11].

#### *1.5.3.2 CONVERSORES AUTOCOMUTADOS*

Conversores autocomutados são caracterizados por derivar a referência de comutação dos interruptores da comparação interna de portadoras e moduladoras provenientes de circuitos moduladores. Isso propicia autocomutação e autonomia de chaveamento. Possuem ampla utilização nas configurações monofásicas e trifásicas em que apresentam frequência de comutação na faixa de 1kHz até dezenas de kHz. Esses

conversores propiciam controle das correntes, controle de fator de potência e resposta rápida devido ao controle digital. Conseguem responder rapidamente a mudanças nos parâmetros elétricos da rede elétrica, como desvios de frequência e tensão.

Esses conversores autocomutados podem funcionar de maneira a serem vistos pelo sistema elétrico como fonte de corrente. Os parâmetros elétricos da rede podem ser amostrados a uma taxa muito alta, permitindo intervenção imediata por parte do controle nos valores desses parâmetros. Isso propicia maior segurança e confiabilidade na detecção dos limites operacionais recomendados pelas normas. Outro ponto interessante é a facilidade de implementação de algoritmos digitais AI em seu *firmware*.

Devido ao fato desse tipo de conversor apresentar autonomia em sua comutação, ele nem sempre pode funcionar independentemente numa condição ilhada, suprimindo energia para as cargas presentes na ilha. Tal fato deve-se à importante ressalva de que esse tipo de conversor deriva seus parâmetros de controle, como corrente e tensão, da própria rede elétrica. Esses parâmetros são o resultado da interação entre rede elétrica e conversor, que opera como fonte de corrente para o sistema[11].

#### 1.5.4 INTERRUPÇÃO NO FORNECIMENTO

Quando a proteção AI operante em um conversor *PV* desliga-o do sistema elétrico, o conversor na verdade não se desconecta fisicamente do SEP. A norma *IEEE Std 929-2000* [11] recomenda que a etapa de potência do conversor seja desconectada por uma chave seccionadora. Tal chave é acionada por um sinal enviado pelo conversor. Apesar da abertura da chave, o controle permanece alimentado através de uma conexão extra para propiciar condições ao conversor de fazer o sincronismo com o SEP no religamento.

Tal recurso possibilita que o conversor *PV* consiga voltar a funcionar já em sincronia com o sistema elétrico depois de certo tempo. Isso minimiza possíveis perturbações de tensão geradas no momento do religamento. Para fins de redução de custos, o fabricante do conversor pode emitir uma certificação AI para que a chave seccionadora não seja utilizada. Nesse caso, a etapa de potência do conversor pode manter-se fisicamente conectada ao sistema elétrico. Mas se acontecer o contrário, a chave seccionadora deverá ser instalada, garantindo segurança física para os operários que realizarão manutenção no sistema elétrico. Segundo a norma *IEEE Std 929-2000*, o tempo mínimo de espera do



conversor para fazer o religamento é de 5 minutos, segundo *Tabela 4*[11].

*Tabela 4: Recomendações de Tempo de Religamento [11]*

<b>IEEE Std 929-2000</b>
<i>Tempo mínimo de Religamento do conversor</i>
5 minutos
<i>* Necessária conexão extra entre o SEP e o controle do conversor para sensoramento de suas condições</i>

### **1.5.5 MODO UPS**

Alguns conversores *PV* são projetados para operar em modo ininterrupto de energia, ou seja, em modo UPS, como ilustra a *Figura 10*. Operando nesse modo, o conversor fornece energia ininterrupta para cargas críticas através de uma linha auxiliar na saída do conversor. Tais linhas auxiliares alimentam um painel secundário destinado somente à alimentação desses tipos de cargas. Utilizando esse recurso, as cargas críticas são conectadas em um segundo PCC localizado no interior do painel de distribuição secundário segundo a qual a potência é mantida quando a conexão com SEP é cortada.

Quando o conversor deixa de alimentar a linha principal da energia por causa do comportamento anormal da tensão ou da frequência, ele continua a fornecer energia aos equipamentos conectados ao painel de distribuição secundário [11]. Essas cargas críticas podem ser desde elevadores e sistemas de iluminação de emergência em situações prediais até geladeiras e *freezers* em situações residenciais.

Esses conversores podem também ser utilizados em sistemas que possuem armazenamento de energia, sendo que esse armazenamento serve como uma fonte CC para a entrada do conversor.

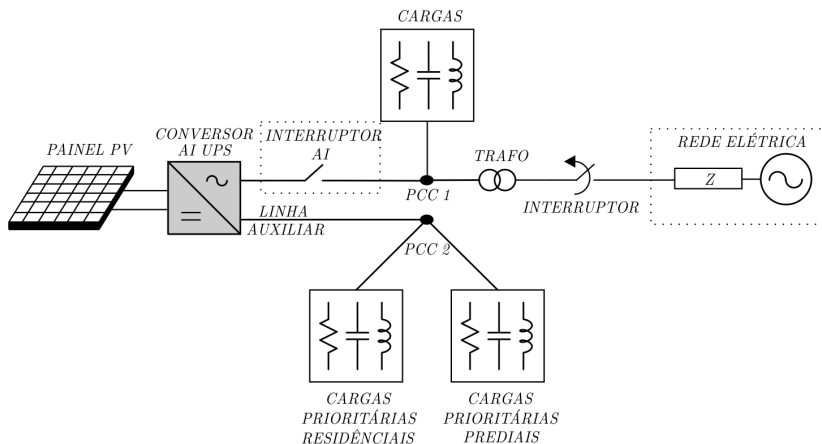


Figura 10: Conversor AI operando em modo UPS

### 1.5.6 ATERRAMENTO E INJEÇÃO CC

Segundo a norma *IEEE Std 929-2000*, o conversor *PV* não deverá injetar no sistema elétrico uma corrente CC maior que 0,5% em relação à corrente de saída nominal do conversor, o que é mostrado na *Tabela 5*. Essa recomendação aplica-se para os casos em que o conversor opera tanto em condições normais como em condições anormais de funcionamento. Fabricantes desses conversores utilizam dois métodos distintos para limitar e prevenir a injeção de corrente CC no sistema elétrico CA.

O primeiro, que é o mais dispendioso e caro, baseia-se na instalação de um transformador isolador na saída do conversor. Isso impede as componentes CC de passarem para o sistema elétrico, mas requer grande espaço extra para sua instalação. Também não é viável para sistemas de grandes capacidades.

O segundo método, que é o mais barato e eficiente, baseia-se na implementação de um resistor *shunt* na etapa de potência para monitorar o valor da componente contínua da corrente. Se a corrente CC medida excede o limite, o conversor é inicializado.

Outra hipótese seria implementar com o resistor *shunt* uma malha fechada de controle no conversor que limitaria a injeção da corrente CC em um nível aceitável, segundo a norma, não precisando para isso inicializar o conversor [11].

*Tabela 5: Recomendações sobre Máxima Corrente CC Injetada [11]*

<b>IEEE Std 929-2000</b>
<i>Máxima Corrente CC Injetada pelo conversor</i>
$I_{CC} < 0.5\%$ <p><i>* Recomendado a instalação de um resistor SHUNT para monitoramento da corrente CC</i></p>

Quanto ao aterramento, a norma *IEEE Std 929-2000* estabelece que os conversores *PV* devem ser aterrados de acordo com as normas técnicas nacionais vigentes em que o sistema será instalado.

### **1.5.7 PARTIDA SUAVE E QUEDA DE TENSÃO**

A maioria dos conversores *PV* presentes no mercado possuem algoritmos *MPPT* para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência dos painéis *PV*. Quando o conversor é ligado, o rastreamento da máxima potência deve através de uma rampa linear propiciar uma partida suave. Isso traz o conversor progressivamente para o seu ponto de máxima potência, evitando picos de corrente desnecessários em sua partida [11].

Quando o conversor é instalado a certa distância do PCC, é possível que surja uma queda de tensão entre ele e a saída do conversor. Uma vez que a tensão no PCC é o parâmetro que deverá permanecer dentro dos limites da norma, o conversor deverá compensar essas quedas de tensão. Tais quedas devem-se ao cabeamento da instalação, e sua compensação é feita através de um acréscimo nas proteções *UVP/OVP*, segundo *Tabela 6*. Esse acréscimo pode ser mensurado na instalação de alguma forma ou calculado teoricamente.

Se o conversor estiver instalado fisicamente longe do PCC, a queda de tensão presente na linha deverá ser computada nos limites das proteções. Tais quedas não podem exceder 3% para circuitos ramificados e 5% para circuitos envolvendo alimentadores [11].

Tabela 6: Recomendações sobre Partida Suave e Queda de Tensão [11]

<i>IEEE Std 929-2000</i>	
<i>Partida Suave</i>	<i>Recomendado a implementação de uma rampa para rastreamento do ponto de máxima potência</i>
<i>Queda de Tensão</i>	<i>Recomendado o acréscimo da queda de tensão entre o PCC e o conversor na janela das proteções UVP/OVP</i> <i>Circuito com Ramificação: <math>V_{queda} &lt; 3\%</math></i> <i>Circuito com Alimentadores: <math>V_{queda} &lt; 5\%</math></i>

### 1.5.8 SEGURANÇA E PROTEÇÃO

Como mencionado anteriormente, o ilhamento pode ser definido como uma condição de fornecimento em que uma parte do sistema elétrico que contém cargas e fontes de energia opera de forma isolada do SEP. Nesse caso, seus respectivos conversores mantêm a ilha energizada internamente. Essa condição oferece grandes riscos de acidentes para os operários que realizam manutenção nas linhas de energia.

Tendo em vista esse cenário, as pesquisas atuais na área de proteção AI têm imenso valor na tentativa de agregar e aprimorar mais segurança e proteção ao sistema elétrico. Outro fato que vale a pena ser mencionado é que a maioria dos conversores AI é projetada para somente injetar energia no SEP, não sendo capaz de controlar as tensões e as frequências internas da ilha. Nessa ocasião, poderiam ocorrer danos às cargas mais sensíveis conectadas no interior da ilha, após o ilhamento.

Portanto, a formação de uma ilha no sistema elétrico pode ser resultado de falhas no abastecimento. Tais falhas podem ser geradas por bloqueio acidental na alimentação do SEP, chaveamento de um sistema de distribuição ou carga e até mesmo erro humano ou ação maliciosa. No intuito de promover segurança e proteção nas linhas de energia, a formação da ilha deverá ser interrompida com o objetivo de:

- ➔ Proteger os operários das linhas de força de possíveis choques elétricos nas situações de realização de manutenção nelas;

- ➔ A ilha poderá interferir nos parâmetros elétricos do SEP no momento de sua reconexão com o sistema, devido à falta de sincronia nas respectivas fases;
- ➔ Proteger os equipamentos internos da ilha de possíveis perturbações de frequência e tensão que eles podem sofrer pela incapacidade dos SGD de controlar esses parâmetros.

#### *1.5.8.1 CHAVES SECCIONADORAS*

As chaves seccionadoras são consideradas necessárias ao sistema de energia elétrica no intuito de possibilitar o isolamento físico entre o conversor do SGD e a rede elétrica. Com isso, permitem práticas de trabalho seguras para os operadores que realizam manutenção nas linhas de energia em ambientes públicos ou localidades residenciais e edifícios privados.

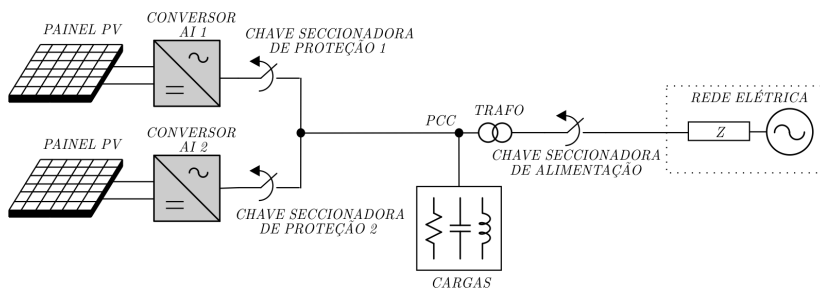
O estabelecimento dessas práticas e desses procedimentos que possibilitam segurança na operação do sistema elétrico de potência basicamente variam entre as concessionárias. Mas todas possuem a intenção clara de oferecer aos operadores das linhas de energia segurança nos procedimentos de manutenção.

Visando a esse objetivo, as concessionárias têm elaborado procedimentos que exigem a instalação de chaves seccionadoras que sejam controláveis e que forneçam indicação visível de seu *status*. Outra exigência importante é a conexão do aterramento de proteção na linha de energia interna da ilha logo após as chaves serem bloqueadas. Esses procedimentos, se corretamente seguidos e implementados, podem propiciar mais segurança nos ambientes de trabalho desses operários.

O objetivo básico das chaves seccionadoras é fornecer isolamento entre as linhas de energia e cada fonte de energia elétrica que está conectada a elas. Essas chaves devem possuir indicação visível sobre seu *status* para segura visualização dos operadores. Após o bloqueio das chaves seccionadoras, todos os condutores pertencentes às linhas de energia são aterrados por um dispositivo automático para proteger ainda mais os operários. Depois de realizada a manutenção, o aterramento é removido e as chaves seccionadoras são religadas, reenergizando as linhas de distribuição.

Vale a pena ressaltar que cada chave seccionadora deve possuir também um espaço físico para receber placas de sinalização que deverão ser anexadas à chave para melhor informar o motivo da manutenção. A norma exige ainda que a autorização de manutenção emitida pelo chefe responsável pelo sistema elétrico também seja anexada.

Com o passar dos anos, cada vez mais pesquisas têm sido feitas nas áreas de conversores AI, no intuito de garantir que eles não mantenham energizadas as linhas de força logo após o ilhamento. Dessa forma, as chaves seccionadoras de cada SGD somente são usadas para as manutenções referentes à troca do próprio conversor AI, permanecendo fechadas para as manutenções referentes às linhas de energia, conforme ilustrado da *Figura 11*.

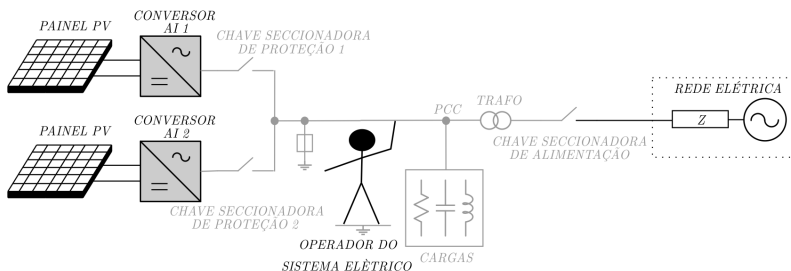


*Figura 11: Localização das chaves seccionadoras de segurança*

#### 1.5.8.2 FALTA DE MANUTENÇÃO

As falhas de abastecimento de energia referentes à manutenção têm o objetivo direto e claro de garantir segurança e proteção aos operários que realizarão consertos nas linhas de energia. Para isso, é necessário realizar, primeiramente, o desligamento dos conversores feito pelos algoritmos AI no momento da formação da ilha. A seguir, o bloqueio das chaves seccionadoras isola fisicamente o operário do SGD. Por último, o aterramento automático das linhas de energia é realizado, como ilustrado na *Figura 12*.

Uma vez feita a manutenção, o procedimento inverso é executado para colocar o sistema novamente em operação normal. Ou seja, é retirado o aterramento, são religadas novamente as chaves seccionadoras e logo após são religados os conversores.



*Figura 12: Falha de manutenção no sistema elétrico de potência*

### 1.5.8.3 FALHAS ANORMAIS

Quando as falhas no abastecimento de energia não são causadas por requisição de manutenção, elas podem ser provocadas por causas anormais classificadas como falha primária, falha secundária e falha por supressão de arco. O algoritmo AI residente nos conversores visualizará de forma diferente essas três falhas e responderá a elas distintamente. Isso depende de como o conversor vê a tensão em seus terminais e da impedância das cargas no momento da falha.

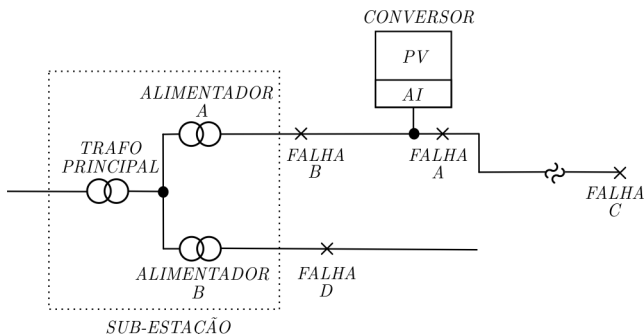
Por esse motivo, é imprescindível ter uma clara visão de como a proteção AI é afetada nesses três casos. A natureza do conversor também pode facilitar ou prejudicar a proteção anti-ilhamento se ele for monofásico ou trifásico. Tudo depende da falha ocorrida envolver ou não a fase a que o conversor está conectado.

#### *A) FALHAS NA LINHA DOS CONVERSORES MONOFÁSICOS*

As falhas nas linhas dos conversores monofásicos podem ser classificadas em três tipos distintos, como mostrado a seguir.

##### *A.(1) FALHA PRIMÁRIA*

Quando a falha é causada na mesma fase a que está conectado o conversor AI monofásico, ela é chamada de primária e pode afetar mais ou menos o algoritmo AI. Isso depende da distância física do cabeamento entre o local da falha e o conversor, como ilustrado na *Figura 13*.



*Figura 13: Falha primária e seu impacto no algoritmo AI*

No momento da falha, a tensão na fase em que ocorreu a infração tende a cair drasticamente para um valor baixo nas proximidades do cabeamento instalado. O alimentador responsável pela fase tende a elevar a corrente ainda mais nesse curto intervalo de tempo, tornando-a muito superior à contribuição de corrente fornecida pelo conversor durante o curto-circuito.

Então, do ponto de vista do conversor, as falhas A e B tendem a impactar mais o algoritmo AI do que a falha C, cuja queda de tensão é menor em comparação às anteriores. Já a falha D não deve impactar o algoritmo AI devido ao fato de pertencer à fase de outro alimentador.

É importante salientar que essas condições somente existem quando a chave seccionadora da subestação ainda não entrou em bloqueio, no intuito de proteger a fase impactada. Dessa forma, o alimentador acaba enviando assim mais corrente de falha para o local do curto-circuito. Nesse caso, a impedância da linha, do alimentador da fase e do curto-circuito é muito pequena em comparação à impedância de saída do conversor.

Isso possibilita que o conversor rapidamente se desligue devido à sua incapacidade de suprir altas correntes durante a falha, entrando em modo de proteção. É necessário salientar que a detecção de falhas da rede pelo conversor *PV* é uma questão de resposta dele frente às condições de subtensão. No caso de falhas primárias, o conversor *PV* será desligado pouco antes ou pouco após a chave seccionadora do alimentador ser comandada a bloquear pelos circuitos de proteção da subestação.

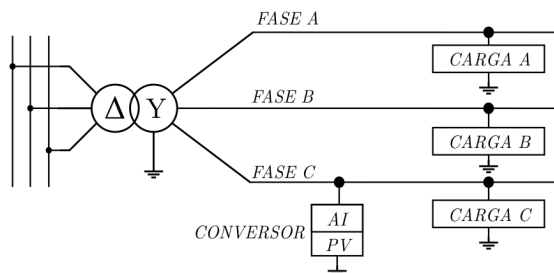
As falhas localizadas em outros alimentadores são consideradas indesejáveis quando provocam o desligamento de conversores *PV* de fases de alimentadores vizinhos. Isso depende muito das características



do sistema elétrico, como a proximidade entre um alimentador e outro, a potência de trabalho dos alimentadores ou até o mau ajuste do controle do conversor *PV*. Mas esse tipo de falha é considerado menos prejudicial em relação às anteriores, porque o conversor pode voltar à sua operação normal tão logo a falha temporária for retirada do outro alimentador em que o curto-circuito foi realizado.

### *A.(2) FALHA SECUNDÁRIA*

Quando a falha é causada em outras fases, é chamada de secundária e pode afetar mais ou menos o algoritmo *AI*. Isso depende do tipo de curto-circuito realizado e das fases envolvidas durante a infração, como ilustrado na *Figura 14*.



*Figura 14: Falha secundária e seu impacto no algoritmo AI*

Para as falhas entre fase-terra envolvendo as fases A ou B, a indutância mútua que acopla magneticamente as fases A, B e C tenderá a aumentar a tensão na fase C. Com isso, o circuito de proteção na subestação reagirá interrompendo a energia pelo comando da chave seccionadora trifásica de proteção. Após o bloqueio da chave seccionadora, o conversor ficará ilhado juntamente com a carga C, e o algoritmo *AI* poderá detectar o ilhamento e desabilitar o conversor. Se o desvio de tensão na fase C for significativo no instante da falha, a detecção poderá ocorrer pouco antes do bloqueio da chave seccionadora da subestação.

Para as falhas entre fase-fase envolvendo as fases A e B, não haverá desvios nos parâmetros elétricos da fase C em que o conversor estiver conectado. As correntes de falha nas fases A e B, devido à indutância mútua em relação à fase C, terão mesma magnitude, mas direções opostas, cancelando assim seu efeito sobre a fase C. Note-se

que nesse processo não é realizado desvio de tensão na fase C, sendo que o conversor AI somente detectará a falha quando a chave seccionadora da subestação for comandada a bloquear, protegendo o sistema e novamente ilhando o conversor com a carga C[11].

Para as falhas entre fase-fase envolvendo as fases A e C, ou B e C, haverá queda imediata na tensão da fase C, que pode ser facilmente detectada pelo conversor. Seu desligamento será feito pouco antes ou pouco após o bloqueio da chave seccionadora da subestação, dependendo da resposta do controle do conversor PV. Segundo a *IEEE Std 929-2000*[11], o nível mais baixo para realizar essa detecção é cerca de 50% da tensão nominal da fase.

### *A.(3) FALHA POR SUPRESSÃO DE ARCO*

Para as falhas entre fase-fase envolvendo as fases A e C, ou B e C, a própria falha poderá servir como um caminho em que o conversor conectado à fase C passa a alimentar as cargas pertencentes à outra fase envolvida, como ilustrado na *Figura 15*. Se o conversor não tiver proteção AI, ele pode manter a falha ativa durante um período de tempo maior no processo de retirada da falha pela subestação.

Outro fator que pode prejudicar também a rápida supressão de arco nas chaves seccionadoras é a instalação de cargas monofásicas conectadas entre as fases. Tais cargas oferecem mais caminhos alternativos para a corrente do conversor sem proteção AI manter o arco ainda por mais tempo.

Para minimizar esse problema, a norma *IEEE Std 929-2000*[11] recomenda que seja instalado no conversor PV uma proteção AI que tenha rápida resposta de detecção, impossibilitando-o de manter o arco durante o bloqueio das chaves seccionadoras.

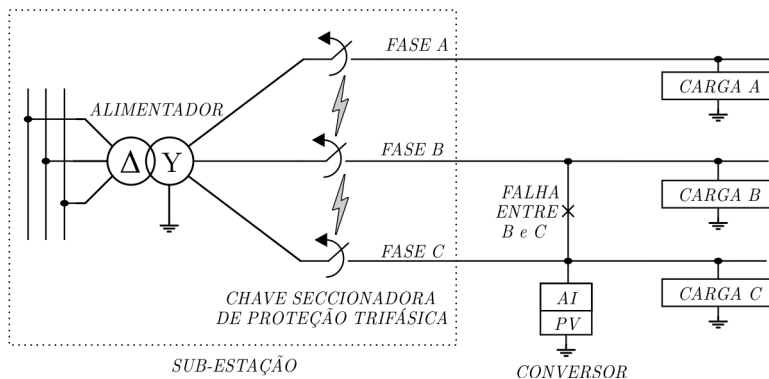


Figura 15: Falha por supressão de arco e seu impacto no algoritmo AI

### (B) FALHA NAS LINHAS DOS CONVERSORES TRIFÁSICOS

As detecções de falhas nas linhas dos conversores trifásicos são mais fáceis de serem executadas em comparação aos monofásicos, devido ao acesso instantâneo aos parâmetros elétricos nas três fases simultaneamente. As falhas mais difíceis de serem detectadas do lado secundário do alimentador são as falhas do tipo fase-terra realizadas no lado primário. Essas falhas ocorrem quando o transformador utilizado no alimentador não é do tipo Y/Y com seus dois lados aterrados, conforme ilustra *Figura 16*.

Essa falha costuma ser ainda mais fácil de ser detectada do que as falhas nos conversores monofásicos que não envolvem a fase em que o conversor PV está conectado. Isso se deve ao fato que qualquer falha no lado primário do alimentador pode causar queda de tensão do lado secundário. Mas para os casos raros em que a falha não pode ser detectada imediatamente pelos desvios de tensão no conversor AI, a sua detecção somente acontece após a formação da ilha.

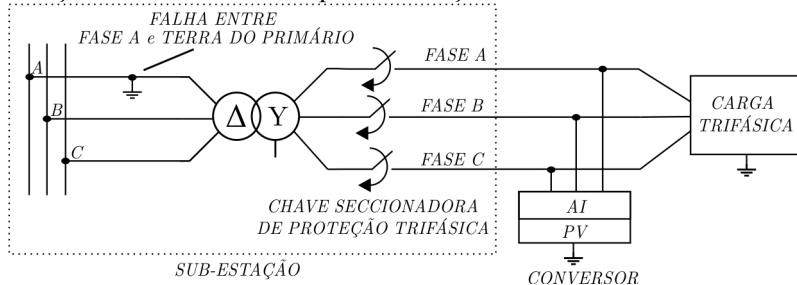


Figura 16: Falha em conversores trifásicos e impacto no algoritmo AI

## 1.6 IEEE STD 519-1992

### 1.6.1 TDH

O sistema PV deverá garantir baixos níveis de distorção na corrente elétrica para não causar demais efeitos negativos no sistema elétrico. Isso poderia prejudicar ainda mais a qualidade da energia presente nas linhas de energia e, por consequência, das cargas conectadas. A norma *IEEE Std 519-1992* recomenda que a distorção máxima na corrente injetada pelo conversor deve ser menor que 5% em relação à fundamental. Cada grupo de harmônicos pares e ímpares deve também ser considerado e limitado de acordo com a norma. Tais harmônicas são referenciadas segundo seu percentual em relação à corrente harmônica fundamental na condição nominal, de acordo com a Tabela 7 [12].

*Tabela 7: Recomendações sobre Limites de Distorção de Corrente Injetada [11]*

<b>Conversor 6 pulsos - IEEE Std 519-1992</b>			
<i>Harmônicas Ímpares</i>	<i>Limite de Distorção</i>	<i>Harmônicas Pares</i>	<i>Limite de Distorção</i>
$3^o$ até $9^o$	$<4.0\%$	$2^o$ até $8^o$	$<1.0\%$
$11^o$ até $15^o$	$<2.0\%$	$10^o$ até $14^o$	$<0.5\%$
$17^o$ até $21^o$	$<1.5\%$	$16^o$ até $20^o$	$<0.375\%$
$23^o$ até $33^o$	$<0.6\%$	$22^o$ até $32^o$	$<0.15\%$
Acima de $33^o$	$<0.3\%$	Acima de $32^o$	$<0.075\%$

## 1.7 CONCLUSÃO

Com a realização deste capítulo, foi feita uma revisão geral sobre as normas técnicas utilizadas no trabalho e suas recomendações particulares com relação ao funcionamento do conversor. Tais documentos oferecem recomendações técnicas desde itens como qualidade de energia até recomendações de aterramento, segurança e proteção e classificação da capacidade do SGD.

A norma *IEEE Std 1547.2-2008* oferece muitas definições sobre interconexão de sistemas de geração distribuídos no SEP. Tais

definições oferecem uma visão global de como devem operar esses sistemas quando conectados à rede.

Já a norma *IEEE Std 519-1992* cita recomendações para controle de harmônicos nos sistemas elétricos de potência. Recomenda uma máxima *TDHi* na corrente de saída do conversor de 5%. Oferece também a máxima distorção para cada grupo de harmônicas pares e ímpares.

A norma mais utilizada para este trabalho é a *IEEE Std 929-2000*, que é irmã das normas *IEEE Std 1547.2-2008* e *IEEE Std 519-1992*. Traça recomendações genéricas sobre testes de proteção AI, qualidade de energia, segurança, proteções e injeção CC.



---

## ***MÉTODOS DE PROTEÇÃO DE ANTI-ILHAMENTO***

---

### ***2.1 DEFINIÇÃO DE AI***

Esta seção tem como objetivo apresentar os diferentes métodos de proteção anti-ilhamento presentes na literatura atual. Com isso, é realizada a descrição de cada método e são citadas as suas vantagens e desvantagens.

De acordo com a literatura, o ilhamento pode ser definido como:

“Condição no abastecimento da energia elétrica em que uma porção do sistema elétrico que possui geração distribuída e cargas continua energizada, enquanto isolada do resto do SEP, formando uma ilha. Tal ilha não possui controle direto do operador do sistema elétrico [11].”

Como visto anteriormente, a formação de uma ilha no sistema elétrico causada pelo desligamento do SEP não é desejável, uma vez que gera transitórios nos seus parâmetros internos. Os conversores *PV* não conseguem, na maioria das vezes, controlar a tensão e a frequência da energia disponibilizada no interior da ilha.

Isso pode danificar os equipamentos conectados em seu interior, sem falar nas situações de perigo em que os operários ficam expostos na realização de manutenção. Os problemas de segurança de vida para esses operários que fazem manutenção nas linhas de energia internas da ilha também merecem destaque.

Uma vez formada a ilha, os equipamentos conectados dentro dela também podem ser prejudicados no momento do seu religamento com o SEP. Devido à falta de sincronia nas fases por parte desses dois sistemas, grandes surtos de energia são gerados, interferindo assim na restauração do serviço normal de abastecimento.

Nesses casos, os conversores AI situados dentro da ilha desempenham papel fundamental, realizando não só a conversão da energia renovável como também a proteção anti-ilhamento, implementando assim maior segurança e confiabilidade.

## **2.2 MÉTODOS PASSIVOS**

São conhecidos por observar os desvios nos parâmetros do sistema elétrico e cessar a conversão de energia no instante em que esses parâmetros violam os limites preestabelecidos pela norma. São também conhecidos por terem sua eficiência reduzida quando a potência entregue pelo conversor se aproxima da potência consumida pelas cargas. Em tal caso, o método é incapaz de detectar corretamente o ilhamento no momento de desligamento do SEP. Nos tópicos seguintes, está documentado um breve histórico sobre as principais técnicas passivas de proteção anti-ilhamento que operam nessa condição.

### **2.2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO**

Os métodos passivos são caracterizados por observar anomalias nos parâmetros do sistema elétrico no PCC em que o conversor é conectado com o SEP. Com base em limites preestabelecidos em sua programação, cessa a conversão de energia no momento em que os parâmetros monitorados ultrapassam seus limites. De acordo com as literaturas [8, 13], os principais parâmetros do sistema elétrico utilizados para realizar a proteção anti-ilhamento são tensão da rede, frequência da rede, detecção de harmônicos e deslocamento de fase.

Esses métodos geralmente possuem baixa eficiência à medida que a potência gerada pelo conversor se aproxima da potência consumida pelas cargas situadas no interior da ilha. Pois neste caso, no instante do ilhamento, a abertura da chave seccionadora do SEP não é capaz de provocar os desvios necessários de tensão e/ou frequência no PCC na ilha para a realização proteção.

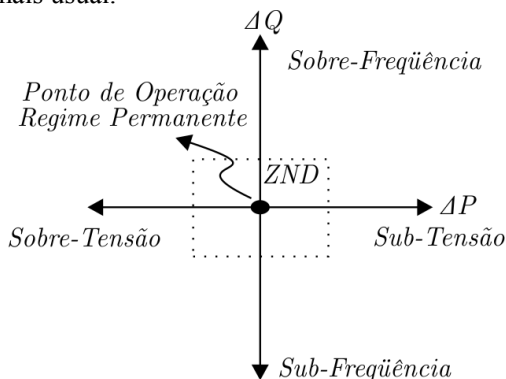
### **2.2.2 ZONA DE NÃO DETECÇÃO**

A eficiência dos métodos AI pode ser representada utilizando os gráficos *ZND*. Tais gráficos fornecem uma indicação da variação de potência ativa e reativa no momento do ilhamento, conforme ilustra a *Figura 17*. Os gráficos *ZND* também podem ser compreendidos como sendo a área cega em que o algoritmo AI não consegue realizar a detecção e, portanto, é ineficiente.

Representações deste gráfico que possuem grande área *ZND* indicam baixa eficiência do método representado e, por consequência, maior suscetibilidade de falhas e falsas sinalizações AI. Ao passo que representações deste gráfico que possuem pouca área *ZND* ou mesmo



inexistente indicam métodos AI de alta eficiência e, portanto, portadores de maior confiabilidade e segurança. Embora este gráfico ser representado pelas variações de potência ativa e reativa ( $\Delta P \times \Delta Q$ ) no momento do ilhamento, outras formas são usadas para representá-lo, sendo essa a mais usual.



*Figura 17: Representação da Zona de Não Detecção (ZND)*

A representação *ZND* dos métodos passivos, ilustrada na *Figura 18*, geralmente apresenta uma maior zona em relação aos métodos ativos indicando assim uma maior área cega e menor eficiência de detecção. Além disso, a área *ZND* é alinhada no centro do gráfico indicando que, na condição nominal de operação em regime permanente, se os desvios de frequência e tensão gerados pela desconexão não forem suficientes o ilhamento não será detectado. Neste caso os desvios precisam ser suficientes para deslocar o ponto de operação do conversor para fora da zona cega.

Este caso é verificado quando a potência gerada pelo conversor está próxima da potência consumida pelas cargas situadas no interior da ilha. Em algumas aplicações, o uso de relés de proteções de tensão e frequência são bastante utilizados para proteção anti-ilhamento[14].

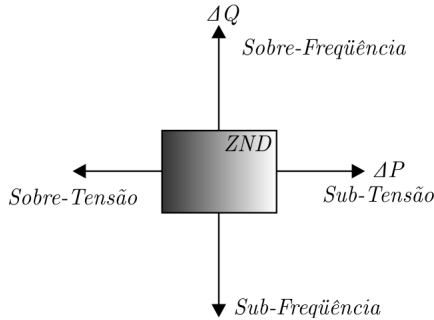


Figura 18: Representação ZND dos métodos passivos

### 2.2.3 DETECÇÃO DE TENSÃO E FREQUÊNCIA

Sob o ponto de vista dos conversores, todos devem ter recursos de proteção em seu *hardware* e *software* que monitoram freqüentemente a tensão e frequência em sua saída. Tal monitoramento deve cessar o processamento de energia se algum desses dois parâmetros elétricos ultrapassarem os limites preestabelecidos pela norma. Essas proteções, que são chamadas de sub e sobrefrequência e sub e sobretensão, têm a dupla função de proteger os equipamentos conectados à ilha como também servir de proteção AI.

Se analisarmos a Figura 19, podemos concluir com relação aos fluxos de potência ativa e reativa no PCC que  $\Delta P = P_{carga} - P_{PV}$  e  $\Delta Q = Q_{carga} - Q_{PV}$ . Sendo que o conversor trabalha com fator de potência unitário, ou seja  $Q_{PV} = 0$ , a potência reativa fornecida pelo SEP será igual à potência reativa da carga  $\Delta Q = Q_{carga}$ .

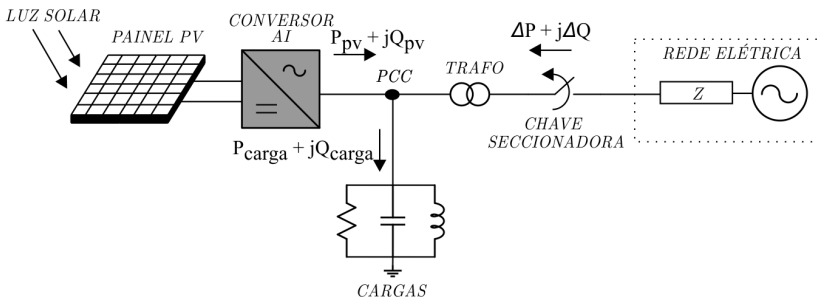


Figura 19: Proteção AI por tensão e frequência[13]

No momento de desconexão do SEP e formação da ilha, a dinâmica que o sistema seguirá estará diretamente relacionada com o fluxo de energia existente que estava sendo injetado para dentro ou para fora da ilha. Para as situações em que a potência reativa for  $\Delta Q \neq 0$ , a tensão na carga terá a sua fase deslocada, e consequentemente o controle do conversor deverá alterar a frequência da sua corrente de saída, até que a frequência de ressonância da carga seja alcançada, ou seja, até que a potência reativa seja nula  $Q_{PV} \cong 0$ . Nesse caso, a detecção é realizada pelas proteções de frequência utilizando para isso um dispositivo PLL. Já para as situações em que a potência ativa  $\Delta P \neq 0$ , a dinâmica que o sistema adquire envolve mudanças diretas na tensão no PCC, sendo então detectados pelas proteções de tensão.

Por um lado, se a potência entregue pelo conversor  $PV$  estiver próxima à potência consumida por cargas com comportamento resistivo, as mudanças de tensão e frequência provocadas no PCC serão insuficientes. Com isso, as proteções de tensão e frequência no momento da formação da ilha não serão acionadas. Para a detecção ocorrer, as mudanças de tensão e frequência no PCC devem ser suficientes para desviar o ponto de operação do conversor para fora da  $ZND$ , fazendo assim a detecção. Na prática, esses limites não são propositalmente pequenos, visando a que falsas detecções sejam evitadas por causa de ruídos aleatórios e conexão de grandes cargas no sistema[15].

Com relação à  $ZND$  desse método passivo, seu parâmetro  $\Delta P_{ZND}$  pode ser obtido pela tensão na carga, que nada mais é que o produto da sua resistência pela corrente de saída do conversor. Segundo *IEEE Std 929-2000*, a janela de operação para as proteções de tensão ficam entre 88% e 110% da tensão nominal de operação, proporcionando assim uma  $ZND$  de 91% e 114%. Já o parâmetro  $\Delta Q_{ZND}$  pode ser determinado pela expressão (2.1) [8, 11].

$$\Delta Q = V^2 \cdot \left( \frac{1}{x_C} - \frac{1}{x_L} \right) \quad (2.1)$$

Mesmo podendo ser determinadas, as detecções de proteção de tensão e frequência ainda são consideradas insuficientes para algumas situações, pois a probabilidade de acontecer  $P_{PV} \cong P_{carga}$  ainda são frequentes. Para obter uma visualização mais clara sobre os limites das proteções em função da carga modelada RLC, a literatura apresenta um mapeamento  $ZND$ , ilustrado na *Figura 20*. Nota-se que somente para as proteções de frequência a resistência da carga não tem efeito, por não

influenciar nos reativos consumidos pela carga, não aparecendo, portanto, no gráfico com parâmetro [8].

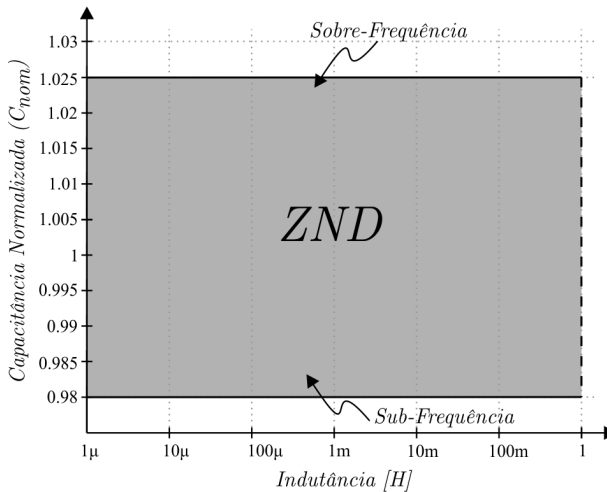


Figura 20: Mapa ZND de detecção por frequência com carga RLC[13]

Essa representação é um gráfico da capacitância de carga normalizada  $C_{nom}$  em relação à sua indutância. A capacitância normalizada é definida como a capacitância da carga  $C_{carga}$  dividida pela capacitância que ressoa com a indutância de carga  $L_{carga}$  na frequência da rede elétrica  $\omega_{rede}$ , como ilustrado em (2.2).

$$C_{norm} = \frac{C_{carga}}{C_{res}} = C_{carga} \cdot L_{carga} \cdot \omega_{rede}^2 \quad (2.2)$$

- ➔ Vantagens: funcionamento simples, o que proporciona confiabilidade na proteção AI se os desvios nos parâmetros elétricos ultrapassarem os limites das proteções de tensão e frequência; implementação de baixo custo [13]; eficiência não reduzida para os casos em que existe multiplicidade de SGD; não afeta a qualidade da energia interna da ilha e não interfere na dinâmica do sistema.
- ➔ Desvantagens: possui larga ZND, proporcionando baixa eficiência para proteção AI nos casos em que o ilhamento provoca pequenos desvios nos parâmetros elétricos da ilha.

### 2.2.4 DETECÇÃO POR SALTO DE FASE DE TENSÃO

Também chamada de *Phase Jump Detection (PJD)*, o método de detecção por salto de fase de tensão baseia-se no constante monitoramento da fase entre a tensão e a corrente de saída do conversor *PV* para que possíveis saltos de fase na tensão possam ser detectados para sinalização da formação de ilha. Seu funcionamento é simples e utiliza dispositivos *PLL* para realizar o sincronismo, a cada cruzamento por zero, da corrente do inversor com a tensão da rede. A detecção do erro de fase é realizado no final de cada ciclo da rede elétrica.

Para inversores de tensão, o parâmetro utilizado para detecção é a sua corrente de saída, uma vez que a tensão presente na saída é imposta e fixada pelo SEP. Já para os inversores de corrente, o parâmetro utilizado para a detecção é a tensão de saída, uma vez que a corrente injetada é imposta pelo próprio conversor. Em alguns casos, inversores de tensão podem ser conectados em série com indutâncias, sendo então vistos pela rede como fontes de corrente[8].

Antes de inicializar e sincronizar o *PLL* a cada cruzamento por zero, o algoritmo *PJD* compara o erro de fase existente entre a tensão e a corrente na saída do conversor. Baseado em limites preestabelecidos, o algoritmo decide se houve ou não ilhamento no ciclo anterior, uma vez que ele opera em malha aberta durante todo o restante do ciclo, como ilustrado em *Figura 21*.

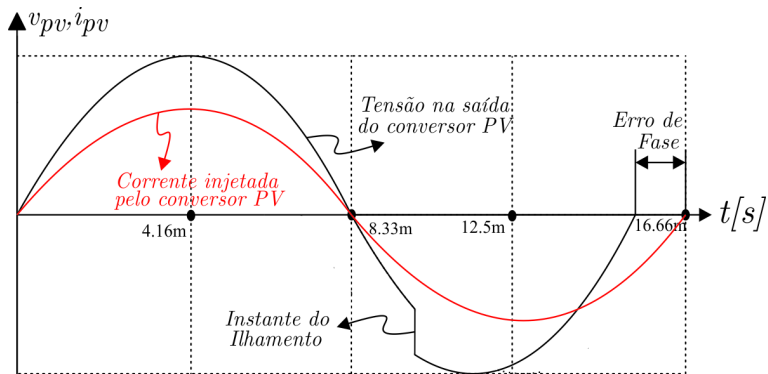


Figura 21: Método passivo para detecção por salto de fase de tensão

A *ZND* desse método é semelhante ao método passivo de tensão e frequência, uma vez que para cargas puramente resistivas não é provocado desvio de fase dentro da ilha. Para os casos em que o

conversor opera com fator de potência não unitário, a *ZND* poderá ser levemente atenuada. Mas isso não é desejável para o SEP devido aos reativos injetados no sistema, bem como a queda de rendimento do conversor *PV*.

- ➔ Vantagens: Como o conversor necessariamente utiliza um dispositivo *PLL* para realizar o sincronismo com SEP, basta implementar o recurso de comparação do erro de fase para detectar o ilhamento. Como qualquer método passivo, sua eficiência não é degradada para casos em que existe multiplicidade de SGD, como também não afeta a qualidade da energia interna da ilha e não interfere na dinâmica do sistema.
- ➔ Desvantagens: Dificuldade de ajustar corretamente os limites preestabelecidos de erro de fase. Quando esses limites são erroneamente ajustados, duas situações possíveis podem ocorrer. A primeira situação é criada quando esses limites são muito largos, deixando o conversor muito insensível aos pequenos desvios dos parâmetros elétricos. A segunda situação é criada quando os limites são ajustados com valores muito próximos, tornando a proteção AI muito sensível. Nesse caso, os desvios provocados pelas desconexões de cargas, especialmente motores elétricos, podem causar falsas sinalizações AI devido aos saltos de fase provocados por esses tipos de cargas.

### 2.2.5 DETECÇÃO DE HARMÔNICOS

Esse método baseia-se no constante monitoramento da *TDH* no parâmetro elétrico utilizado para detecção (corrente para inversores de tensão e tensão para inversores de corrente). Baseado em limites preestabelecidos, realiza a proteção AI pelo incremento da *TDH* no momento do ilhamento, possibilitando o desligamento do conversor.

Enquanto a ilha está conectada ao SEP, as correntes harmônicas geradas pelo conversor tendem a escoar em direção à baixa impedância do SEP, interagindo e produzindo pequena quantidade de distorção no PCC. Essa pequena distorção, que segundo a norma *IEEE Std 929-2000 [11]* não pode ultrapassar 5% na condição nominal de operação, deve permanecer abaixo do limite utilizado para realizar a proteção AI.

Quando as chaves seccionadoras do SEP são bloqueadas formando a ilha, as correntes harmônicas que estavam sendo geradas pelo conversor e que fluíam para fora da ilha agora fluem para as cargas. Como as cargas possuem impedância maior que a impedância equivalente do SEP, a interação resulta num incremento da  $TDH$  da tensão. Esse aumento pode ser usado pelo conversor para proteção AI e consequentemente para o seu desligamento.

Esse método pode não ser confiável se a carga for não linear, drenando corrente com elevado espectro harmônico, causando falsas sinalizações AI.

- ➔ Vantagens: Sua eficiência não é decrementada para casos em que existe multiplicidade de SGD, como também não afeta a qualidade da energia interna da ilha e não interfere na dinâmica do sistema.
- ➔ Desvantagens: Dificuldade de ajustar corretamente o limite preestabelecido da  $TDH_v$ . Esse limite precisa ser suficientemente maior que a  $TDH_v$  presente quando a ilha está normalmente conectada ao SEP e deve ser menor que a  $TDH_v$  presente no PCC após a formação da ilha. Quando esse limite é erroneamente ajustado, duas situações possíveis podem ocorrer. A primeira situação é criada quando esse limite é muito grande, deixando o conversor insensível aos desvios da  $TDH_v$ . A segunda situação é criada quando o limite ajustado é muito pequeno e próximo da  $TDH_v$  nominal de operação, tornando a proteção AI sensível às desconexões de cargas e causando falsas sinalizações AI. Também não detecta o ilhamento quando o desligamento do abastecimento produz suave impacto nos parâmetros elétricos da ilha ou quando a carga for predominantemente linear. Necessita também de elevado esforço computacional do DSP para a realização da análise das harmônicas e o cálculo da  $TDH_v$ .

## 2.2.6 CONCLUSÃO DOS MÉTODOS PASSIVOS

Com esta seção, conclui-se que os métodos passivos, apesar de terem uma ZND considerável, são mais aplicados em situações em que uma distorção na corrente de saída do conversor não é desejável. Por trabalharem somente com observação dos parâmetros elétricos, podem ser aplicados em vários conversores conectados numa mesma linha de

distribuição/[16]. Sendo assim, os métodos AI não interferem entre si, o que poderia levar o sistema à instabilidade. São mais recomendados também em conversores monofásicos de pequena capacidade.

## **2.3 MÉTODOS ATIVOS**

São conhecidos por trabalharem com a lógica perturba e observa (P&O), injetando pequenas perturbações de tensão ou frequência na rede elétrica e observando seu impacto nos parâmetros elétricos da ilha em potencial. Se o impacto é pequeno, a ilha está conectada ao SEP. As pequenas perturbações provocadas pelo conversor *PV* são injetadas para fora da ilha, mantendo os parâmetros no PCC praticamente inalterados. Se por acaso o impacto for considerável, a ilha será considerada formada e a desconexão do SEP será detectada. Nos tópicos seguintes é documentado um breve histórico sobre as principais técnicas de proteção anti-ilhamento que operam nessa condição.

### **2.3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO**

Esse princípio é caracterizado por surgir justamente para aumentar a eficiência dos métodos AI passivos, trabalhando para isso com a lógica perturba e observa (P&O). Ao injetar pequenas perturbações de tensão ou frequência na rede elétrica via PCC, observa-se o quanto essa perturbação afeta os parâmetros elétricos da ilha. Com isso, os métodos ativos podem detectar o ilhamento.

Se essas pequenas perturbações impactam os parâmetros elétricos do PCC, isso significa que o SGD opera no modo ilhado e o ilhamento então é detectado. Se, ao contrário, o SGD estiver conectado ao SEP, as perturbações intencionalmente geradas pelo conversor serão inteiramente absorvidas pelo SEP, mantendo os parâmetros no PCC inalterados.

Na maioria dos casos, a capacidade de curto-circuito do SEP poderá ser muito superior à pequena capacidade dos SGD conectados no interior da ilha. Nesses casos, os métodos ativos tendem a oferecer ótima estabilidade e confiabilidade, uma vez que as cargas conectadas tendem a rapidamente se recuperar das flutuações de tensão presentes no SEP. Com isso, não injetam inércias indesejadas no sistema e não confundem desnecessariamente o método AI ativo.

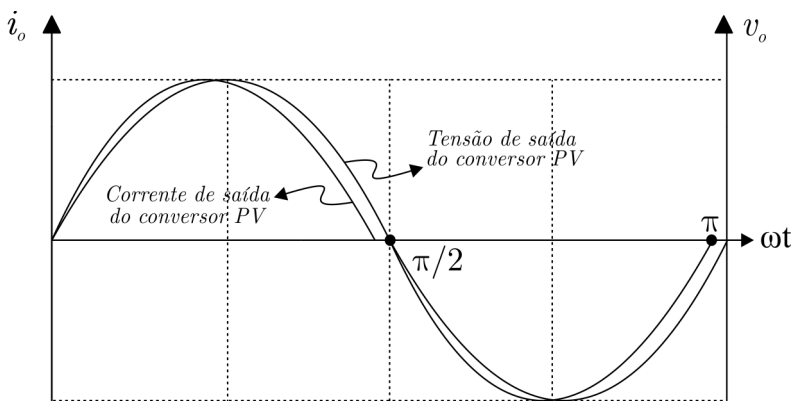
Já nos casos em que o SEP utilizado é de baixa capacidade, os desempenhos dos métodos ativos poderão ser prejudicados, devido à lenta recuperação das cargas frente às flutuações de tensão existentes no



SEP. Isso pode levar o conversor à instabilidade e à queda de confiabilidade na proteção AI. Falhas na detecção poderão surgir também devido ao amortecimento da perturbação injetada pelo método pela impedância da linha de energia. Nesses casos, um ajuste mais cuidadoso do método ativo deverá ser realizado no intuito de assegurar um desempenho aceitável do método.

### 2.3.1.1 DISTORÇÃO NA CORRENTE DE SAÍDA

Esses métodos também são conhecidos por distorcerem a forma de onda da corrente na saída do conversor em relação à forma de onda de tensão, como ilustrado na *Figura 22*. Essa distorção ocorre justamente pela injeção da perturbação gerada pelo algoritmo AI, podendo levar à degradação do fator de potência pelo incremento da TDH da corrente de saída. Em sua utilização, deve ser considerado o máximo permitido de 5% recomendado pela *IEEE Std 519-1992*[12]. Isso garante que os equipamentos conectados no interior da ilha não sejam afetados negativamente, prejudicando seu funcionamento.

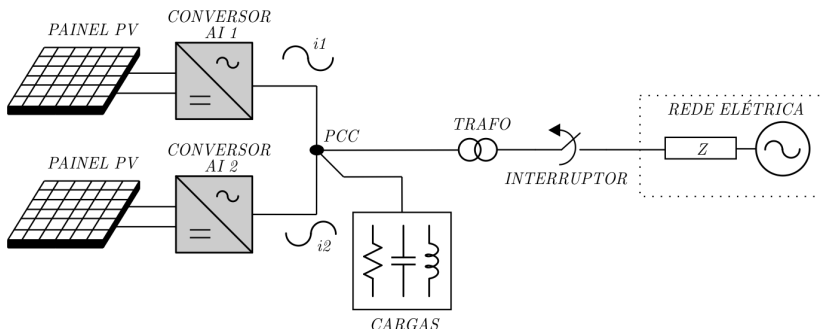


*Figura 22: Distorção na corrente de saída gerada pelos métodos ativos [8]*

Cada grupo de harmônicos deverá também ser considerado e limitado de acordo com a norma *IEEE Std 519-1992*[12]. As harmônicas pares e ímpares são referenciadas segundo seu percentual em relação à corrente harmônica fundamental na condição nominal, restringindo um limite máximo de distorção, de acordo com cada grupo de harmônicas.

### 2.3.1.2 MULTIPLICIDADE DE SGD

Outro fator importante a ser considerado no estudo dos métodos ativos é a multiplicidade de SGD. Esses métodos geralmente trabalham bem em situações em que existe SGD operando na ilha, tendo seu algoritmo AI liberdade para injetar pequenas perturbações na rede e observar seu efeito. Mas em casos em que existem outros SGD que possuem conversores AI, as perturbações injetadas na rede pelos conversores podem ser parcialmente ou totalmente canceladas pelas suas sobreposições como ilustrado na *Figura 23*. Feito isto, a eficiência dos algoritmos na proteção anti-ilhamento é degradada a menos que as injeções de corrente sejam sincronizadas, o que nem sempre é trivial de ser realizado.



*Figura 23: Cancelamento das correntes injetadas pelos SGD*

### 2.3.1.3 ESTABILIDADE

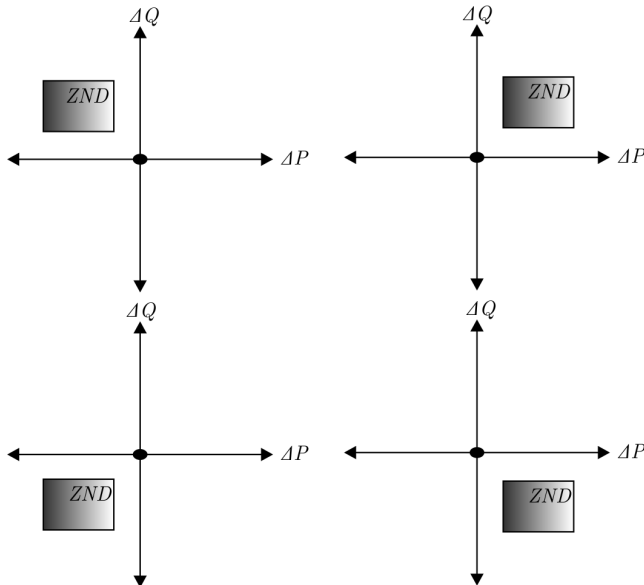
Para realizar a proteção anti-ilhamento, grande parte dos métodos ativos opera com realimentação positiva de tensão ou frequência. Fazendo isso, o conversor é desestabilizado de forma controlada, fazendo com que o parâmetro usado para a proteção anti-ilhamento ultrapasse os limites preestabelecidos, realizando a detecção.

Quando a realimentação positiva é mal ajustada, ela pode tanto desestabilizar o conversor no momento de conexão de uma carga de potência elevada, como pode permanecer insensível aos desvios dos parâmetros elétricos da rede no momento da formação da ilha. Tendo em vista essa implicação, vários ganhos dos compensadores são testados nesses projetos com o intuito de melhorar o desempenho do algoritmo AI, utilizando um perfil de carga recomendado pela *IEEE Std 929-2000*[11].

### 2.3.2 ZONA DE NÃO DETECÇÃO

A representação *ZND* dos métodos ativos, ilustrada na *Figura 24*, apresenta uma menor área em relação aos métodos passivos indicados anteriormente, possibilitando maior eficiência e confiabilidade de detecção. Além disso, a área *ZND* é deslocada em relação ao centro do gráfico, indicando que, em regime permanente, pequenos desvios de frequência e tensão gerados pela desconexão são suficientes para a proteção anti-ilhamento.

Mas quando os distúrbios injetados na rede pelo algoritmo AI no momento da formação da ilha coincidentemente tendem a balancear a potência da carga ilhada, uma área *ZND* é formada. Nesse momento, os parâmetros elétricos da ilha são estabilizados, gerando uma zona de não detecção em que o conversor permanece cego, não detectando o ilhamento.



*Figura 24: Representação ZND dos métodos ativos*

### 2.3.3 DETECÇÃO DE IMPEDÂNCIA

Esse método baseia-se no monitoramento da taxa de variação da tensão de saída do conversor pela taxa de variação de sua corrente

$\boxed{dv/di}$  durante a injeção da perturbação. Com isso, a medição da impedância vista pelo conversor *PV* é feita e a detecção de mudanças bruscas de impedância que se dão no momento da desconexão podem ser realizadas. Para isso, o conversor é visto pelo SEP como sendo uma fonte de corrente que possui três parâmetros que podem ser variados, como amplitude, frequência e fase, o que é mostrado na equação (2.3), sendo o parâmetro mais usual a amplitude.

$$i_{conv} = i_{\max} \cdot \sin(\omega_{conv} \cdot t + \theta_{conv}) \quad (2.3)$$

Durante a conexão, uma pequena perturbação de potência é gerada no PCC como reflexo da pequena perturbação de corrente injetada pelo conversor frente à pequena perturbação de tensão sobre a impedância vista por ele. Essa pequena perturbação de potência é dependente também da potência e da resistência nominal do SEP vista pelo conversor, como ilustra a equação (2.4)[13].

$$\Delta V_{PCC} = \frac{\Delta P_{PCC}}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_{REDE}}{P_{REDE}}} \quad (2.4)$$

No instante do ilhamento, a pequena variação da corrente injetada pelo conversor provocará uma variação também de tensão, que será então detectada para prevenir o ilhamento. A mínima variação da corrente injetada necessária para realizar a detecção de tensão é igual ao tamanho total da janela de proteção. Ou seja, se a proteção de tensão está alocada em +/- 5% da tensão nominal, é necessária uma variação de 10% na corrente para sinalização AI [8].

Portanto, é preciso alocar a impedância-limite para a detecção abaixo da impedância na qual o algoritmo AI entende que a ilha está formada. Se uma carga de baixa impedância for conectada localmente dentro da ilha, ela mascarará a desconexão com o SEP e possivelmente a proteção AI falhará, gerando assim uma *ZND* para esse método. Mas esse problema é de poucas consequências práticas, uma vez que a impedância do SEP é geralmente muito pequena. Para uma carga local possuir uma impedância semelhante, deveria ser uma carga de alta potência comparada à potência nominal do conversor *PV*, aproximando-se de um curto-circuito[17].

Já nos casos em que o SEP possui uma maior impedância, a impedância-limite necessária para realizar a detecção deve ser maior,

aumentando assim o tamanho da área *ZND*. Segundo a literatura [13], o principal motivo que reduz a eficiência nesse método e impossibilita sua aplicação prática é a multiplicidade de SGD.

→ Vantagens: A principal vantagem desse método é a pequena *ZND* para as situações em que a ilha trabalha somente com um SGD e cujas cargas internas possuem impedância equivalente maior que a impedância do SEP vista pelo conversor. Ou seja, se a potência de saída do conversor *PV* do SGD estiver balanceada com a impedância equivalente vista por ele antes da formação da ilha, após a desconexão do SEP o conversor tentará balancear novamente o fluxo de potência injetado. Isso provocará desvios de tensão no PCC da ilha, e com isso será detectado o ilhamento pelas proteções de tensão.

→ Desvantagens: A principal desvantagem desse método é a considerável redução de sua eficiência para os casos em que existe multiplicidade de SGD. Isso ocorre justamente por causa do cancelamento parcial das perturbações geradas pelos vários conversores conectados em paralelo no interior da ilha. Esse cancelamento atenua os desvios de tensão que deveriam ser produzidos no PCC, prejudicando assim a detecção de tensão. Para evitar o cancelamento, as perturbações devem estar sincronizadas, o que não é trivial de ser feito na prática. Segundo a literatura [13], um conversor operando solitariamente numa ilha consegue deslocar 20% de sua potência nominal durante o ilhamento. Para o caso de existir 50 múltiplos conversores conectados em paralelo, o mesmo conversor consegue deslocar no máximo 2% de sua potência nominal. Isso leva a falhas na detecção por tensão. Para as situações em que a impedância do SEP vista pelo conversor é consideravelmente alta, muitos outros problemas podem surgir, como instabilidade, *flickers* de tensão e falsas detecções. Estes problemas são resultado das perturbações injetadas pelo conversor. Se as perturbações forem sincronizadas os *flickers* de tensão poderão ser atenuados, mas a instabilidade será aumentada, piorando ainda mais quanto mais conversores forem conectados em paralelo.

Em resumo, o método de medição de impedância pode ser aplicado para proteção AI somente nos casos em que existe um único conversor no interior da ilha. Também poderá ser aplicado somente quando a impedância das cargas conectadas à ilha for maior do que a impedância equivalente do SEP vista pelo conversor. Com o tempo, esses requisitos fizeram esse método ter mais validade teórica e menos aplicabilidade prática.

#### **2.3.4 MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA COM FREQUÊNCIA FIXA**

O funcionamento desse método é bem semelhante ao método passivo de detecção de harmônicos, em que as correntes harmônicas são injetadas não intencionalmente pelo conversor devido ao seu chaveamento. A diferença é que nesse método existe uma injeção intencional de uma corrente numa frequência específica realizada pelo conversor *PV* via PCC. Por isso, esse método é caracterizado como ativo.

Quando a ilha está conectada ao SEP, a corrente é escoada para fora, não proporcionando desvios de tensão em seu interior. Isso se deve à impedância equivalente vista pelo conversor na frequência específica injetada. Tal impedância é bem inferior à impedância equivalente das cargas internas da ilha na mesma frequência específica [18].

No instante da formação da ilha, com a desconexão do SEP a corrente injetada que estava sendo escoada em direção ao SEP passa a se deslocar para as cargas internas da ilha. Tais cargas possuem impedância maior na frequência específica, gerando assim tensão anormal no PCC. A tensão anormal gerada no PCC possui amplitude proporcional à impedância das cargas na frequência específica escolhida para a corrente injetada.

Esse método possui a mesma *ZND* que o método passivo de detecção de harmônicos, os quais podem ser parcialmente reduzidos com a injeção de sub-harmônicos de tensão [13]. Mas esse artifício é considerado problemático para o SEP, uma vez que a injeção necessita ser suficientemente pequena para não interferir no funcionamento dos equipamentos e na operação dos transformadores.

- ➔ Vantagens: Possui as mesmas vantagens do método passivo de detecção de harmônicos.
- ➔ Desvantagens: Possui as mesmas desvantagens do método passivo de detecção de harmônicos. Para o caso de

multiplicidade de SGD, as correntes harmônicas injetadas pelos conversores podem ser parcialmente canceladas, diminuindo assim a amplitude da tensão gerada no PCC no ilhamento. Essas correntes também podem ser parcialmente somadas, causando falsas sinalizações AI quando a ilha estiver normalmente conectada ao SEP.

### **2.3.5 DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA**

Também conhecido como *Slip-Mode Frequency Shift (SMS)*, esse método utiliza realimentação positiva para desestabilizar o conversor no momento do ilhamento. Com isso, a frequência presente na ilha é deslocada até que as proteções de frequência atuem, desligando assim o conversor e prevenindo a formação da ilha.

Como ilustrado na equação (2.3), a corrente injetada pelo conversor *PV* possui três parâmetros, nos quais a realimentação positiva pode ser implementada. O método *SMS* utiliza a realimentação positiva de fase na tensão para deslocar a frequência a tal ponto que as proteções possam atuar.

Os controles utilizados nos conversores *PV*, que não utilizam *SMS*, são projetados a forçar a estrutura de potência do conversor a trabalhar com fator de potência unitário, não importando se a frequência da tensão no PCC varia ou não. Isso proporciona sempre ângulo próximo de zero entre a corrente e a tensão de saída[19].

Nos controles dos conversores *PV* que utilizam o método *SMS* para proteção AI, o ângulo de fase entre a corrente e a tensão de saída do conversor, ao invés de ser próximo de zero, é feito para ser uma função da frequência da tensão. Isso proporciona desvios na frequência da tensão no PCC e possibilita que as proteções de frequência atuem[20].

Para isso, é necessário que a resposta de fase na dinâmica do conversor seja mais rápida do que a resposta de fase da carga modelo RLC da ilha, que opera ressonante na frequência nominal do SEP. Isso faz com que as curvas de resposta de fase do conversor e da carga se interceptem, gerando assim as frequências-limite em que as proteções de frequência irão atuar, como ilustrado na *Figura 25*.

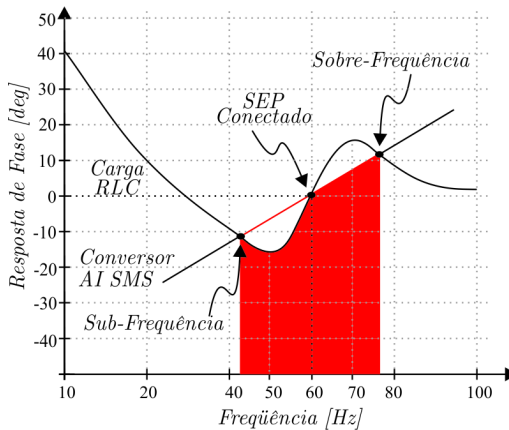


Figura 25: Respostas de fase da carga RLC e do conversor AI SMS[13]

Enquanto a ilha está conectada ao SEP, o conversor força a frequência de operação em sua frequência nominal de 60Hz, como ilustra a Figura 25, não permitindo que ela varie. Quando o SEP é desconectado e a ilha é formada, pequenas perturbações de frequência no PCC serão realimentadas positivamente. Essas realimentações visam a desestabilizar o conversor até que as proteções de frequência atuem.

Se por acaso a perturbação na frequência desloca o ponto de operação para além da frequência nominal, o perfil da curva da carga RLC gerará um erro positivo na entrada da realimentação positiva do controle. Isso fará com que o conversor reforce ainda mais a perturbação, possibilitando um incremento progressivo da frequência da saída, causando assim uma instabilidade clássica. A realimentação positiva pode tanto causar o incremento da frequência no PCC como também seu decremento, dependendo da direção da perturbação inicial. O decremento ocorre até que a curva da carga RLC ultrapasse as proteções de frequência, desligando assim o conversor. Vale a pena ressaltar que cada proteção possui não só uma frequência específica em que é alocada como também um ângulo que delimita a máxima defasagem entre a corrente e a tensão de saída do conversor.

Para o método SMS ser implementado, é necessário fazer uso de um dispositivo PLL, que nada mais é do que uma malha de travamento de fase que realiza a detecção da fase entre a corrente e a tensão de saída do conversor. Para um conversor AI que não utiliza SMS, no momento da formação da ilha, se uma pequena perturbação de frequência é gerada criando um incremento na frequência, a tendência da lei de controle do



*PLL* será detectar um erro de fase negativo. Então, o controle reduzirá a frequência de saída para estabilizar novamente o conversor, anulando assim a defasagem angular entre a tensão e a corrente de saída do conversor. Assim, esses parâmetros estarão em fase em toda a faixa de frequência.

Agora, para o mesmo conversor utilizando o método *SMS* para proteção AI, a tendência da lei de controle será atuar intencionalmente na direção errada, com o intuito de corrigir o erro de fase detectado, incrementando ainda mais o desvio da frequência. Esse incremento ocorre até que as proteções de frequência, situadas na interseção das curvas de resposta de fase da carga RLC e do conversor, possam atuar. Como o algoritmo *SMS* é projetado para gerar um incremento de fase mais rápido do que a da carga RLC e numa direção oposta ele, desloca o ponto de operação do conversor em direção às proteções de frequência, evidenciando assim sua característica intrínseca geradora de instabilidade.

Quanto à *ZND*, o método *SMS* tem se demonstrado, na literatura, altamente eficiente, tanto do ponto de vista experimental como do teórico [8]. Mas para esse método obter sucesso na proteção AI, ele deve operar com cargas que possuam baixo fator de qualidade  $Q_f$  com frequência de ressonância próximo à frequência nominal de operação do sistema.

Para os casos em que a carga equivalente possui alto de fator de qualidade  $Q_f$ , a resposta de fase da carga RLC tende a ser mais rápida que a resposta de fase do conversor. Isso faz com que não haja interseção das duas respostas e nenhum ponto de apoio em que as proteções de frequência possam ser alocadas. Tal situação pode ser verificada na *Figura 26*.

Esse tipo de carga sempre tende a estabilizar o sistema mais rápido do que a ação do algoritmo *SMS* tende a desestabilizar, tornando a proteção AI falha. Segundo as recomendações de testes AI da *IEEE Std 929-2000 [11]*, a carga RLC deve ter no máximo um fator de qualidade  $\boxed{Q \leq 2.5}$  de acordo com a equação (2.5), o que resulta num fator de potência  $\boxed{FP \geq 0.37}$  de acordo com a equação (2.6).

$$Q = R \cdot \sqrt{C/L} \quad (2.5)$$

$$FP = \cos(\arctan(Q)) \quad (2.6)$$

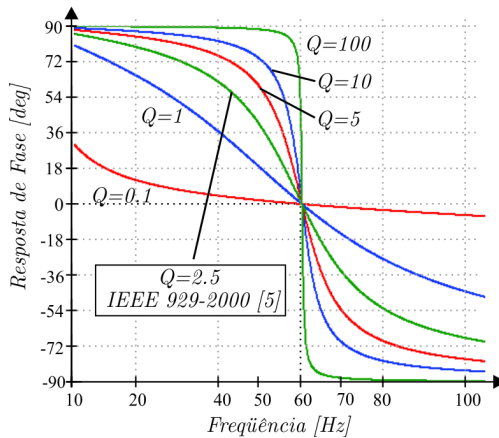


Figura 26: Resposta de fase da carga RLC para vários fatores de qualidade  $Q$

➔ **Vantagens:** Considerado altamente eficiente para a proteção AI, o método *SMS* possui pequena *ZND*. É eficiente para os casos em que existe multiplicidade de SGD, conseguindo aliar positivamente algumas de suas características, como eficiência e baixo impacto na resposta dinâmica global do sistema [13]. Também é relativamente fácil de ser implementado, pois necessita de poucas modificações no *PLL*.

➔ **Desvantagens:** Como todos os métodos ativos, para funcionar corretamente, o método *SMS* decreta a qualidade da potência de saída. Isso leva à distorção da corrente de saída do conversor em prol de maior eficiência na proteção AI, característica intrínseca do método [13]. As distorções não devem ultrapassar as especificações de *TDHI* da norma *IEEE Std 519-1992* [12]. Também um infeliz ajuste do ganho da malha de realimentação positiva pode causar ainda maiores distorções da corrente de saída do conversor. Além disso, problemas de instabilidade e falsas detecções AI nas conexões de cargas no interior da ilha também merecem destaque, especialmente motores de indução.

### 2.3.6 DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA ATIVA

Também conhecido como *Active Frequency Drift (AFD)*, esse método baseia-se na injeção de distorção na corrente de saída do conversor. Tal distorção tende a acelerar ou desacelerar o desvio sofrido pela frequência da tensão no PCC no momento do ilhamento, no intuito de detectar a formação da ilha. O método *AFD* em que é realizada uma aceleração da frequência é chamado de *AFD positivo*. O método *AFD* que realiza uma desaceleração é chamado de *AFD negativo*. Os dois modos são conhecidos por serem facilmente implementados em uma plataforma microprocessada [21].

Quando conectada, a frequência da tensão da ilha é imposta pelo SEP, sendo impossível ser alterada pelo algoritmo *AFD* residente no conversor. No momento da formação da ilha, a frequência da tensão no PCC tende a se deslocar para cima ou para baixo em relação à frequência nominal. Isso reforça o desvio natural da frequência, que é causado pela procura da frequência de ressonância das cargas da ilha [13, 22].

Nesse método, o limite de *TDHi* recomendado pela *IEEE Std 519-1992*[12] deve de ser respeitado, sendo necessário para isso fixar um máximo deslocamento da frequência realizado pelo método *AFD*. A *Figura 27* ilustra uma distorção típica realizada pelo algoritmo *AFD positivo* na corrente de saída do conversor. O intervalo  $T_{v_{rede}}$  é o período da tensão da rede,  $T_{i_{conv}}$  é o período da corrente de saída do conversor e  $T_m$  o tempo morto gerado.

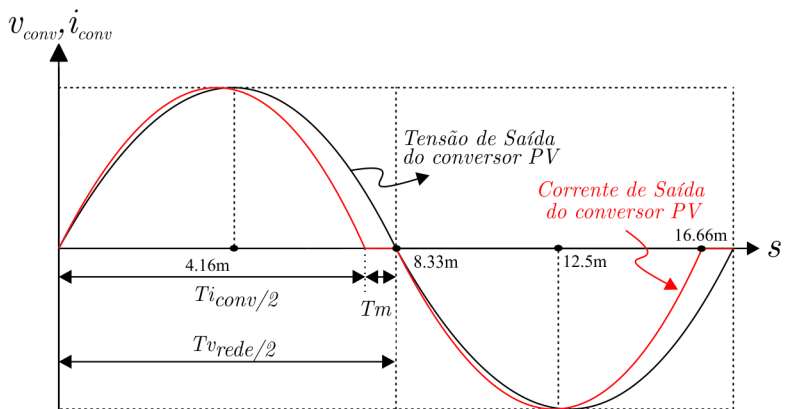


Figura 27: Método AFD utilizado para proteção AI

A eficiência do método é medida pela sua *ZND*, que por sua vez depende do *chopping fraction* (*cf*). Tal fator representa a razão entre o tempo morto  $T_m$  e a metade do período da tensão da rede  $T_{v_{rede}}$ , ilustrado na equação (2.7). Segundo a literatura, para os casos em que o *chopping fraction* é pequeno e menor de 1%, sua eficiência é semelhante à do método *SMS*[23].

$$cf = \frac{2 \cdot T_m}{T_{v_{rede}}} \quad (2.7)$$

Para cargas com elevado fator de qualidade, a *ZND* praticamente não se altera para qualquer valor do *chopping fraction*. Para cargas de baixo fator de qualidade, a área *ZND* se desloca à medida que o *chopping fraction* aumenta [13]. Mas mesmo com o incremento do *chopping fraction*, a *ZND* para esse método é considerada grande se comparada com os outros métodos ativos. Isso torna esse método de baixa eficiência para a prevenção do ilhamento [22, 24].

Após o ilhamento, a frequência da corrente de saída do conversor tende a se deslocar acima da frequência da tensão, permanecendo em zero durante o tempo  $T_m$ . A corrente permanece nula até o início do próximo semiciclo e repete-se durante o segundo semiciclo, conforme *Figura 27*.

Quando essa forma de onda distorcida da corrente é aplicada sobre uma carga puramente resistiva, a tensão resultante sobre essa resistência seguirá a forma de onda da corrente. Então, a tensão chegará a zero num tempo mais curto do que o esperado, gerando assim um erro de fase entre a corrente e a tensão de saída do conversor e possibilitando a proteção AI.

Com isso, a tendência do algoritmo *AFD positivo* é de reforçar ainda mais o aumento da frequência, gerando com isso um incremento gradual do erro de fase. Isso ocorre até o ponto em que o deslocamento realizado é suficiente para ativar as proteções de frequência, realizando assim a proteção anti-ilhamento.

➔ Vantagens: Algoritmo facilmente implementado em plataforma microprocessada, utilizado no conversor.

➔ Desvantagens: Como todos os métodos ativos, para funcionar corretamente, o método *AFD* decrementa a

qualidade da potência de saída distorcendo a corrente de saída do conversor em prol da realização da proteção AI. Para os casos em que existe multiplicidade de SGD, um acordo entre os fabricantes dos conversores deve ser realizado com o propósito de definir a direção utilizada no método *AFD*. Tal acordo é necessário para que a perturbação injetada pelos conversores que utilizam *AFD positivo* não seja cancelada pelos conversores que utilizam *AFD negativo*. Isso poderia mascarar a formação da ilha em certas ocasiões, reduzindo assim a eficiência dos métodos AI presentes nos conversores. Outro ponto negativo é a emissão de interferências conduzidas e irradiadas gerada pelos harmônicos presentes na forma de onda distorcida da corrente do conversor.

### 2.3.7 MÉTODO SANDIA DE DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA

Criado pela *Sandia National Laboratories*, esse método de proteção AI é uma variante do método *AFD* que ainda se utiliza de realimentação positiva para proteção anti-ilhamento. Criada e gerenciada pela *Sandia Corporation*, subsidiária da *Lockheed Martin Corporation*, a *Sandia National Laboratories* é considerada um dos maiores laboratórios do Departamento de Energia dos EUA dedicados ao desenvolvimento de pesquisas na área de sistemas de armas nucleares, com o intuito de garantir a segurança nacional.

Nesse método, também chamado de *Sandia Frequency Shift (SFS)*, a realimentação positiva é aplicada diretamente sobre a frequência da tensão no PCC. Então, o *chopping fraction* é feito para ser uma função do erro de frequência detectado pelo conversor no momento do ilhamento, como ilustra a equação (2.8)/[13]. Nesta equação,  $cf_0$  é o valor inicial do *chopping fraction* quando a ilha estiver conectada ao SEP. O parâmetro  $K$  é o ganho da malha de realimentação positiva que dita a aceleração da resposta da detecção. A frequência da tensão no PCC é dada por  $f_{v_{PCC}}$ , assim como  $f_{rede}$  é a frequência nominal de operação do sistema antes do ilhamento.

$$cf = cf_0 + K \cdot (f_{v_{PCC}} - f_{rede}) \quad (2.8)$$

Quando conectado ao SEP, a menor mudança de frequência detectada pelo conversor tende a ser realimentada pelo algoritmo *SFS*.

Como a frequência da tensão no PCC é fortemente fixada pelo SEP, a mudança provocada pelo conversor é praticamente nula.

No momento da formação da ilha, a menor perturbação na frequência da tensão tende a ser fortemente realimentada pelo método *SFS* através do *chopping fraction*. Isso ocorre até que o desvio de frequência necessário seja realizado e a proteção de frequência atue, desligando o conversor. O mesmo pode ser feito na direção contrária se a frequência desviada detectada é menor que a nominal, gerando um *chopping fraction* negativo e com isso um decremento progressivo da frequência da tensão no PCC[25].

Como todos os outros métodos ativos, o método *SFS* possui uma *ZND* para cargas com alto fator de qualidade e que tendem a ter uma resposta mais rápida do que a ação de realimentação do conversor. Para cargas com baixo fator de qualidade, sua ação experimentalmente comprovada é muito eficiente, possuindo nesses casos uma *ZND* extremamente pequena.

Se o ganho  $K$  da malha de realimentação positiva for incrementado, a proteção AI pode ser realizada para cargas com qualquer fator de qualidade, podendo com isso gerar falsas sinalizações AI, queda na qualidade da potência de saída e decremento de sua confiabilidade[25].

➔ Vantagens: Considerado altamente eficiente para a proteção AI, o método *SFS* possui uma das menores *ZND* presentes entre os métodos ativos. Consegue aliar positivamente algumas de suas características, como eficiência e baixo impacto na resposta dinâmica global do sistema [13]. Tem sido muito estudado pela literatura e se mostrado muito eficiente para a proteção AI. Também é relativamente fácil de ser implementado [13].

➔ Desvantagens: O método *SFS* decreta a qualidade da potência de saída do conversor quando está conectado ao SEP. Qualquer desvio de frequência detectado tende a ser realimentado positivamente pelo conversor. Quando o conversor *PV* está instalado em elevada profundidade no sistema elétrico, é possível que o conversor *PV* tenda a gerar transientes indesejáveis, por causa da instabilidade intrínseca do método *SFS*. Com a redução do ganho  $K$ , é possível aumentar o tamanho da *ZND* e com isso reduzir, a um nível desejável, a instabilidade do método. De todos os métodos

ativos que trabalham com realimentação positiva, esse método é o que menos problema possui com relação à qualidade da potência de saída. Basicamente, essa afirmação encontra suporte no fato de que a frequência da tensão nos sistemas de potência tende a ser um parâmetro mais controlado do que os outros parâmetros do sistema, como a amplitude e a fase [13].

Como o algoritmo *SFS* fica sempre monitorando os desvios de frequência na tensão no PCC, ele acaba sendo alvo também de ruídos e harmônicas que são injetados na ilha ou gerados pelas próprias cargas conectadas em seu interior. Esses ruídos, em certos casos, fornecem o gatilho inicial necessário para ativar a realimentação positiva e gerar uma proteção AI. Isso pode levar a falsas detecções, como também às vezes a facilitar a detecção de umilhamento legítimo, dependendo do nível do ruído e do correto ajuste do controle. Esse fato explica o porquê de certos conversores AI passarem nos testes de campo realizados pelos fabricantes, mas falharem em testes realizados em laboratórios especializados. Nesses laboratórios, o conversor é isolado de emissões irradiadas e conduzidas injetadas pelo mundo externo, proporcionando um nível de ruído bem reduzido e testando assim a legitimidade do método.

### **2.3.8 MÉTODO GE DE DESLOCAMENTO DE TENSÃO OU FREQUÊNCIA**

Desenvolvido pela equipe de engenheiros da *General Electric Global Research Center*, sob a orientação do *National Renewable Energy Laboratory*, esse método utiliza-se de realimentação positiva e transformadas de eixo para possibilitar a proteção AI. Por isso, é recomendado para aplicações trifásicas, sendo que por meio de algumas pequenas alterações, como a implementação de um eixo virtual  $q$ , esse método também pode ser aplicado a conversores monofásicos[8].

Semelhante ao método *SFS*, que trabalha com a realimentação dos desvios da frequência da tensão de saída para distorcer a corrente nos cruzamentos por zero, esse método não utiliza *chopping fraction*. Possui estratégia de injeção de sinal diferente, sendo ambos muito semelhantes à primeira vista, mas muito distintos em seus resultados e desempenhos finais.

Também conhecido na literatura como *General Electric Frequency Shift (GEFS)* e *General Electric Voltage Shift (GEVS)*, esse

método utiliza realimentação positiva para gerar ações de controle sobre as correntes de saída e seus respectivos ângulos. Isso provoca desvios na frequência ou na tensão do PCC no instante da formação da ilha.

Para o método *SFS* gerar perturbações desprezíveis no sistema quando conectado ao SEP, a sua frequência deve estar absolutamente exata em sua nominal de *60Hz*. Isso somente acontece quando o *chopping fraction* é nulo. Esse fato nunca acontecerá na prática, uma vez que sempre existem variações na medição de frequência realizada pelo *hardware* do conversor. Esses dois fatores impedem que o controle mantenha o *chopping fraction* sempre em zero, implicando em constante distorção da corrente de saída do conversor. A relação linear entre a *TDHi* e o *chopping fraction* também é um limitante na faixa de ganhos da realimentação positiva que podem ser utilizados. Portanto, esse ganho possui um valor máximo que visa a não violar as requisições de distorção da corrente de saída, segundo a *IEEE Std 519-1992*[8, 11, 12]. Esse ganho limitado não possibilita a eliminação completa da *ZND* para esse método.

Como o método *GEFS* simplesmente injeta um sinal realimentado que possui uma largura de banda estreita ao redor da frequência nominal, praticamente há pouca distorção da corrente. Como resultado, o ganho da realimentação positiva nesse algoritmo não é limitado por nenhuma restrição de *TDHi*. Um correto ajuste desse ganho pode eliminar a *ZND*, possibilitando maior confiabilidade na proteção AI do que no método *SFS*, além de fornecer melhor qualidade na potência de saída do conversor.

Os diagramas de blocos dos métodos *GEVS* e *GEFS* são ilustrados respectivamente na *Figura 28* e na *Figura 29*. Esses dois métodos são os mais citados na bibliografia e trabalham respectivamente com realimentação positiva de tensão e frequência. Também possibilitam controle constante da tensão de barramento CC[8].



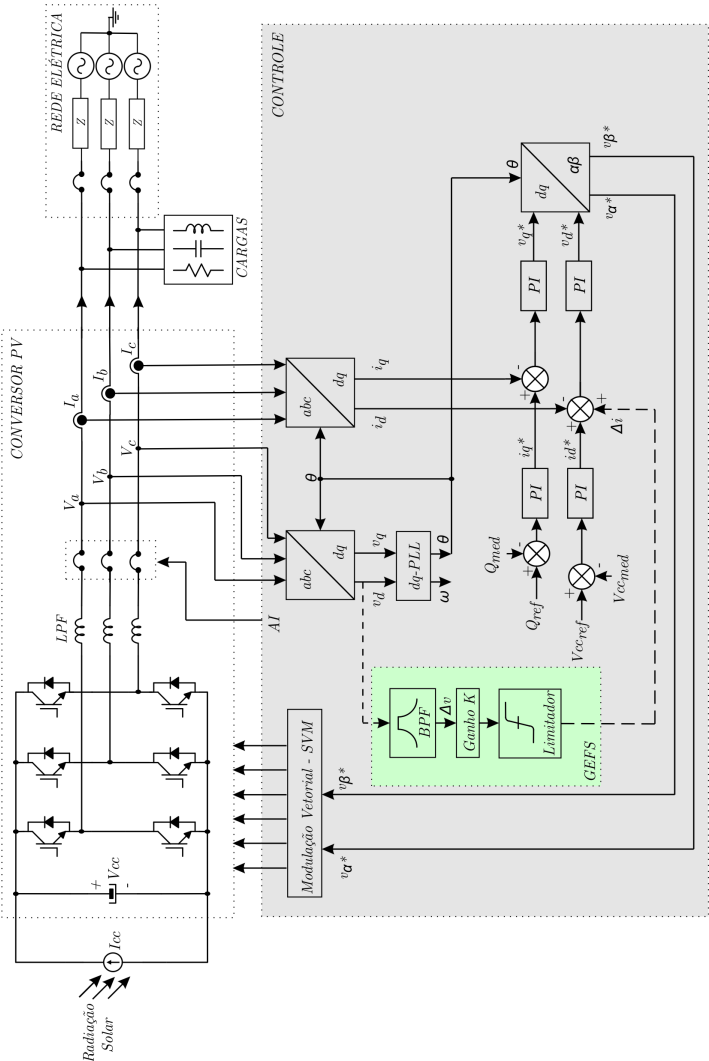


Figura 28: Método GEVS para Realimentação Positiva de Tensão

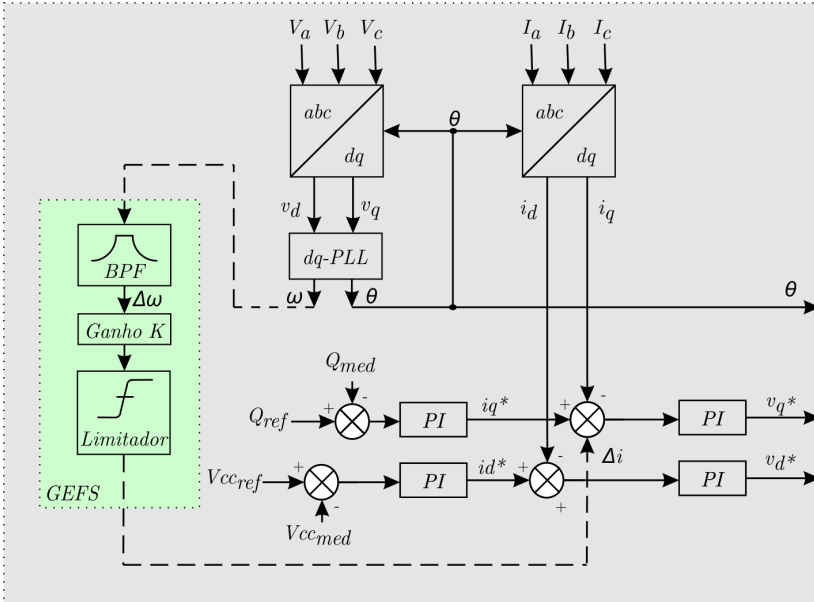


Figura 29: Método GEFS para Realimentação Positiva de Frequência

Inicialmente, o método *GEFS* pode parecer uma simples implementação do método *SFS* para sistemas trifásicos, mas a literatura mostra que os desempenhos dos dois métodos são bem distintos e possuem resultados experimentais diferentes.

Segundo a bibliografia [8], tentou-se simplesmente implementar o algoritmo *SFS* utilizando o conceito *chopping fractor* direcionado para sistemas trifásicos. Mas, infelizmente, foram encontrados alguns problemas para as aplicações que utilizam conexões em estrela com neutro e em delta. No primeiro caso, como as fases são independentes, somente existirá corrente de neutro nula se os três *chopping fractor* forem exatamente iguais. No segundo caso, é bem difícil de implementar o conceito de *chopping fractor* devido à dependência existente nas fases. Em ambos os casos, a qualidade da potência de saída foi ainda mais degradada, o que mostra que uma simples implementação trifásica do método *SFS* não é a melhor opção para algoritmos AI para conversores trifásicos [26].

Quanto à *ZND*, esse método pode eliminar essa área cega mediante o incremento do ganho da realimentação positiva, o que infelizmente aumenta a distorção da corrente de saída e degrada a qualidade da potência de saída do conversor [8]. Para aplicações



de potência ativa, uma vez que haverá deslocamento do *MPP* nos painéis solares. Nessa situação, é recomendado utilizar o método *GEFS*, em que a proteção AI é realizada somente pela malha de potência reativa do conversor.

➔ Desvantagens: Por trabalhar com transformadas de eixo, esse método é recomendado para aplicações trifásicas. Mesmo para aplicações monofásicas, foi constatado um desempenho superior ao método *SFS*, ao preço de uma maior dificuldade de implementação prática do algoritmo. Como possui funcionamento complexo e sofisticado, pode ser implementado somente em plataforma microprocessada mais sofisticada, como um *DSP*.

Finalizando, os métodos *GEFS* e *GEVS* conseguem alocar os polos e zeros do sistema numa melhor configuração, possibilitando um melhor desempenho. Por utilizarem mecanismos diferentes de injeção de sinal através de uma simples realimentação, seus desempenhos colocam esses métodos à frente do método *SFS*.

### **2.3.9 MÉTODO SANDIA DE DESLOCAMENTO DE TENSÃO**

Também desenvolvido pela *Sandia National Laboratories* e conhecido como *Sandia Voltage Shift (SVS)*, esse método aplica a realimentação positiva na amplitude da tensão do PCC, atuando assim sobre o fluxo de potência ativa injetada pelo conversor *PV*. Esse método não atua com desvios de potência reativa, como trabalham os métodos de realimentação positiva de frequência.

Quando o conversor está conectado ao SEP, pequenos desvios na amplitude da tensão no PCC causam com o efeito do algoritmo *SVS* variação na potência de saída do conversor. No instante de formação da ilha, se o conversor detecta uma pequena redução na amplitude da tensão no PCC, a realimentação positiva começa a atuar reforçando essa redução por meio da potência de saída. Isso é realizado pela redução da corrente de saída do conversor.

Esse processo prossegue até que o desvio necessário seja realizado e a proteção de subtensão atue, desligando o conversor. É possível também que o algoritmo *SVS* atue na direção contrária, realizando o incremento da amplitude da tensão no PCC, até que a proteção de sobretensão atue. Mas, por motivos de segurança para as

cargas, é mais aconselhável que o método *SVS* trabalhe somente com redução de tensão [13, 27].

O método *SVS* é muito utilizado em conjunto com o método *SFS* e altamente recomendado na prática pela literatura. O fato de o conversor respondera pequenos desvios, tanto de tensão como de frequência, faz com que a proteção AI seja mais confiável. Isso faz com que a estrutura de potência do conversor trabalhe tanto com fluxo de potência ativa como também reativa. Se no instante do ilhamento os desvios sofridos pela tensão e pela frequência tendem a seguir uma mesma direção, cada ação do controle será reforçada e acelerada. Esse processo segue até que a primeira das proteções de tensão e frequência atue. Quando o conversor *PV* está conectado ao SEP, a variação na sua potência de saída não passa de 1% de sua potência nominal [13].

Para as situações em que a potência de saída do conversor é consideravelmente maior do que a potência consumida pelas cargas da ilha, a eficiência do método *SVS* é semelhante à eficiência do método passivo de tensão. Portanto, suas respectivas *ZND* têm tamanhos semelhantes. Já para as situações em que a potência de saída do conversor está bem próxima da potência consumida pelas cargas, a *ZND* do método *SVS* é bem menor do que a *ZND* do método passivo de tensão. Portanto, é um método independente do fator de qualidade das cargas, justamente por não trabalhar com desvios de frequência.

- ➔ Vantagens: A combinação do método *SVS* em conjunto com o método *SFS* torna a proteção AI muito eficiente na prevenção de formação de ilhas, gerando uma *ZND* muito pequena e difícil de ser localizada na prática.
- ➔ Desvantagens: Como esse método trabalha com fluxo de potência ativa, existe uma pequena redução da eficiência no desempenho do conversor *PV*. Essa redução é causada pelo desvio do ponto de operação do painel *PV* em virtude das variações da potência do conversor, quando ele estiver conectado ao SEP. Se o painel estiver trabalhando no MPP, qualquer ação do algoritmo *SVS* deslocará o painel desse ponto de operação. Mesmo quando o conversor *PV* estiver conectado ao SEP pequenas variações na tensão no PCC podem deslocar o conversor do MPP. Outro problema é o ponto de alocação do conversor AI *SVS* no interior da ilha. É recomendável que esses conversores não sejam instalados em

grandes níveis de profundidade no sistema elétrico, no intuito de prevenir problemas de desempenho do método *SVS*[27].

### 2.3.10 **SALTO DE FREQUÊNCIA**

Também conhecido como *Frequency Jump (FJ)*, esse método é uma modificação do método *AFD* e baseia-se na inserção de zonas mortas na forma de onda da corrente de saída do conversor com o objetivo de formar um padrão preestabelecido, que será detectado no momento do ilhamento. Em algumas de suas aplicações mais simples, a inserção dessas zonas respeita sempre um padrão repetitivo, como a cada três ou cinco ciclos, para que, ilhado, o conversor possa reconhecer esse padrão. Já em suas aplicações mais complexas, um código é modulado na corrente de saída, possibilitando que múltiplos conversores possam ser conectados.

Conectado o conversor ao SEP, sua corrente é intencionalmente distorcida, tendo seu padrão alterado e não reconhecido pelo algoritmo *FJ* na tensão, uma vez que a forma de onda da tensão é imposta pelo SEP. No instante do ilhamento, o algoritmo *FJ* detecta a formação da ilha pelo reconhecimento do padrão na forma de onda da tensão. Esse método possui uma *ZND* muito pequena para os casos em que a impedância do SEP é muito pequena em comparação à impedância das cargas da ilha e também para a situação em que o conversor *AI FJ* opera sozinho [13].

- ➔ Vantagens: Quando o algoritmo *FJ* trabalha com padrões sofisticados de codificação, esse método pode se tornar relativamente eficiente para realizar a proteção *AI* quando trabalha sozinho na ilha.
- ➔ Desvantagens: A desvantagem desse método é a mesma para o método de medição de impedância, em que múltiplos conversores *AI FJ* podem cancelar uns aos outros se não estiverem sincronizados. Isso leva ao decremento da eficiência da proteção *AI* no instante da formação da ilha.

### 2.3.11 **MÉTODO DO INDUTOR VIRTUAL**

Nesse método, desenvolvido pelo Departamento de Engenharia Elétrica da *National Kaohsiung University*, na República da China, o algoritmo *AI* é concebido de tal forma a emular o comportamento de um

indutor sobre a frequência da tensão no PCC no momento do ilhamento. No instante da formação da ilha, a amplitude e a frequência da tensão no PCC tendem a sofrer desvios por causa da discrepância do fluxo de potência ativa e reativa no sistema. Esses desvios são maiores ou menores de acordo com a proximidade entre a potência de saída do conversor *PV* e a potência das cargas internas da ilha.

Seu funcionamento pode ser descrito da seguinte forma: o conversor, operando no modo de controle de corrente, gera através de seu controle duas componentes básicas em sua corrente de saída. A primeira componente é controlada para ser senoidal e em fase com a tensão do SEP. Isso leva o conversor a gerar potência ativa em sua saída. A segunda componente é controlada para ser proporcional à integral da tensão de saída do conversor no instante do ilhamento. Nesse caso, a frequência da tensão tende a sofrer um leve desvio em relação à sua nominal, simulando assim um indutor virtual. Sua resposta de frequência é alocada levemente acima da frequência nominal do sistema [9].

Quando conectado ao SEP, a ação do indutor virtual é bastante limitada, devido ao fato de a tensão ser imposta pela rede. A *TDHi* é mantida abaixo do limite máximo permitido. Essa característica é gerada pela forte imposição da tensão e da frequência do SEP, o que anula a ação do indutor virtual.

No instante do ilhamento, os desvios de frequência e tensão no PCC acabam sendo realimentados positivamente pelo indutor virtual emulado pelo algoritmo. Isso reforça ainda mais as variações inicialmente provocadas pelo desligamento do SEP. Esse processo segue até que os desvios realizados sejam suficientes para ativar as proteções de tensão e frequência. O diagrama de blocos do controle é ilustrado na *Figura 31*.

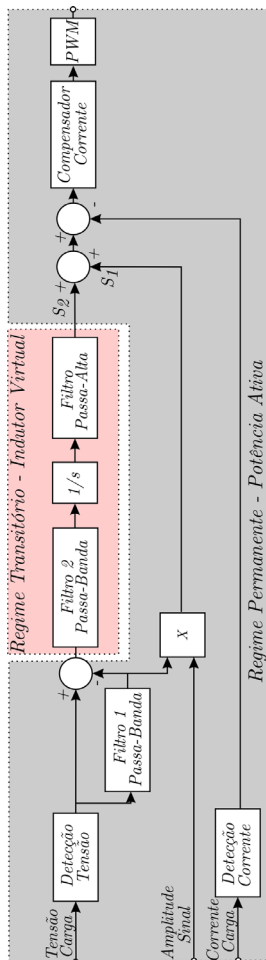


Figura 31: Diagrama de blocos do controle do Indutor Virtual[9]

No diagrama de blocos, podem-se constatar dois importantes sinais de controle. O primeiro sinal, denominado  $S_1$ , é responsável pela referência da potência ativa que o conversor disponibiliza em sua saída. Esse sinal possui uma ação de controle dominante em regime permanente e uma ação de controle menos dominante em regime transitório. O segundo sinal, denominado  $S_2$ , trabalha numa frequência pouco acima da frequência nominal, emulando o comportamento de um indutor virtual. Esse sinal possui uma ação de controle menos dominante



em regime permanente e mais dominante em regime transitório, ou seja, no momento do ilhamento.

Inicialmente, a tensão da carga é detectada pelo bloco de detecção de tensão e enviada para o primeiro filtro passa-banda. Esse filtro é sintonizado sobre a frequência nominal de  $60\text{Hz}$  e possui largura de banda de  $10\text{Hz}$ . Tal configuração visa extrair a componente fundamental da tensão. Depois, a componente fundamental é multiplicada pela magnitude da energia gerada da fonte de energia CC, à qual o barramento do conversor está conectado, dando origem ao sinal de controle  $S_1$ . Tal sinal informa a referência de potência ativa do conversor [9].

O sinal  $S_1$  é então enviado ao bloco de subtração, no qual a saída são todas as componentes de tensão que possuem frequências diferentes da frequência nominal. O sinal resultante é injetado num segundo filtro passa-banda, também com largura de banda de  $10\text{Hz}$ , mas sintonizado numa frequência um pouco acima da frequência nominal, em torno de  $80\text{Hz}$ . Logo após, o sinal é integrado. É importante salientar que a corrente de um indutor é proporcional à integral da tensão sobre ele, conforme a equação (2.9). Depois de integrado, o sinal é injetado num filtro passa-alta para bloquear componentes contínuas geradas pelo integrador, dando origem à ação de controle  $S_2$ , que emula então o comportamento do indutor virtual.

$$i_{L(t)} = \frac{1}{L} \cdot \int V_{L(t)} \cdot dt \quad (2.9)$$

Ambos os sinais  $S_1$  e  $S_2$  são somados e depois subtraídos da corrente da carga detectada pelo bloco de detecção de corrente. Isso gera a referência total de corrente, para então ser injetada no compensador de corrente do conversor. Depois, o sinal é aplicado no modulador *PWM*, com o intuito de gerar os pulsos de acionamento para os interruptores de potência.

Quando o conversor está operando conectado ao SEP, a tensão presente na carga é a mesma tensão fornecida pela rede. A tensão na saída do conversor pode somente conter um pequeno desvio de frequência. Nesse caso, o sinal de controle  $S_2$  é muito pequeno e praticamente desprezível. A principal ação de controle é dada pelo sinal  $S_1$ , fazendo com que o conversor disponibilize em sua saída uma corrente senoidal cujas frequência e fase são praticamente as mesmas da fornecida pelo SEP e, portanto, uma corrente de saída com baixa *TDHi*[9].

No momento do ilhamento, o conversor torna-se a única fonte de potência do sistema, fazendo com que haja uma ação cada vez mais significativa do indutor virtual por meio da realimentação positiva. Essa realimentação é reforçada cada vez mais pelo aumento do sinal  $S_2$ , o que modela gradativamente o conversor como um indutor virtual em paralelo com as cargas equivalentes da ilha.

A partir desse ponto, dois importantes fenômenos podem ocorrer de acordo com a natureza das cargas. Numa situação, o efeito do indutor virtual é amplificado pelo aumento gradual do sinal  $S_2$ , fazendo com que a frequência de saída desloque-se rapidamente. Isso faz a proteção de sobrefrequência atuar, desligando assim o conversor. Outra situação leva a uma mudança na potência reativa da ilha, causando um desvio significativo na amplitude da tensão da carga, fazendo com que as proteções de tensão atuem, desligando o conversor [9].

Como mencionado, a natureza das cargas neste método influi no seu desempenho, sendo necessário então avaliar a confiabilidade da proteção AI para diferentes tipos de carga, como realizado abaixo.

- ➔ Cargas R e RL: A frequência da tensão de saída sofrerá um desvio em direção às frequências que possuem fases próximas a  $0^\circ$  ao redor de  $60\text{Hz}$ . Logo, a amplitude da tensão de saída tende a decair rapidamente no momento do ilhamento, implicando que o indutor virtual, juntamente com a carga R ou RL, não possua nenhuma frequência de ressonância, como também nenhuma frequência de operação em regime permanente. Com isso, conclui-se que para esses dois tipos de carga a proteção AI é realizada pela proteção de subtensão. É considerada bem confiável, desde que uma variação significativa de tensão seja gerada no instante do ilhamento [9].
- ➔ Carga RC e RLC: Nessa situação, existem duas frequências cuja resposta de fase da tensão de saída do conversor é nula, fornecendo assim dois pontos de operação de regime permanente para o controle no momento do ilhamento. A primeira frequência é situada em  $60\text{Hz}$  e possui uma resposta negativa da tensão, possibilitando que ela decrescente rapidamente, fazendo com que o ilhamento seja detectado pela proteção de subtensão. A segunda frequência, alocada em torno de  $80\text{Hz}$ , possui uma resposta positiva da tensão, possibilitando que a frequência de saída do conversor seja

deslocada até essa frequência por meio da ação do indutor virtual. Nesse caso, a frequência do sistema sofre um desvio em direção a  $80\text{Hz}$ , que representa um ponto de operação de regime permanente para o controle, fazendo com que o ilhamento seja detectado pela proteção de sobrefrequência[9].

Realizada essa análise com relação ao tipo de carga e ao seu impacto no desempenho do algoritmo, podem-se concluir os seguintes tópicos relativos às vantagens e às desvantagens desse método em particular.

- ➔ Vantagens: O método apresenta ótimos tempos de proteção AI, especialmente para os piores casos em que o fator de qualidade é próximo de 2,5 e a potência de saída é cerca de 25% da potência nominal. Isso gera tempos de detecção de respectivamente  $59\text{ms}$  e  $43\text{ms}$ . Também o método é relativamente fácil de ser implementado e não requer transformada de eixo para o desacoplamento das parcelas ativas e reativas da potência injetada pelo conversor. Isso o torna recomendado para implementação em conversores monofásicos de baixa potência que utilizam plataformas microprocessadas limitadas.
- ➔ Desvantagens: Embora não necessite de transformadas de eixo para ser implementado, o método não é recomendado para aplicações trifásicas e de maior potência. Nesses casos, existe uma necessidade de melhor precisão no controle das parcelas ativas e reativas da potência injetada pelo conversor. Esse método utiliza-se tanto de variação de potência ativa como também de reativa, de acordo com a natureza da carga equivalente do interior da ilha. Essa situação, em casos em que o conversor *PV* trabalha no modo *Backup*, não é desejável, uma vez que haverá deslocamento do *MPP* nos painéis solares se as cargas estiverem todas conectadas à linha auxiliar do conversor.

### 2.3.12 CONCLUSÃO DOS MÉTODOS ATIVOS

Com essa seção, pode-se concluir que os métodos ativos, apesar de terem uma pequena ZND, são mais aplicados em situações em que

uma distorção na corrente de saída do conversor é tolerável. Por trabalharem com perturbação e observação dos parâmetros elétricos, não podem ser aplicados em vários conversores conectados a uma mesma linha de distribuição. Sendo assim, os métodos AI interferem entre si, levando o sistema à instabilidade. São mais recomendados em conversores trifásicos de média e grande capacidade.

## **2.4 MÉTODOS ALTERNATIVOS**

Nesta secção, foram apresentados dois métodos relatados na literatura cujo funcionamento não se enquadra nas estratégias de protecção AI dos métodos passivos e ativos. Esses métodos costumam ser dispendiosos e seus funcionamentos costumam envolver de certa forma o conversor de potência, por isso sua necessidade de menção neste trabalho.

### **2.4.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO**

São caracterizados por combinarem ambos os métodos passivos e ativos para realizarem a detecção. A parte passiva opera na ocorrência de grandes desvios nos parâmetros elétricos. Já a parte ativa opera quando os desvios dos parâmetros são muito pequenos e indetectáveis para a parcela passiva do algoritmo. Esse método alternativo híbrido geralmente não é muito utilizado por demorar em detectar o ilhamento e por herdar, infelizmente, algumas desvantagens dos métodos passivos.

Ainda existe outro método alternativo baseado em comunicação de dados que consegue eliminar por completo a zona de não detecção (*ZND*). Mas apresenta altos custos de implementação devido à instalação extra de transceptores que conectam a chave seccionadora da linha de distribuição e o conversor através de uma comunicação de dados. Tal comunicação utiliza a própria rede elétrica para fazer o *link*. Esse método não altera a qualidade de energia do sistema e suporta a instalação de vários conversores, como ilustrado na *Figura 32*.

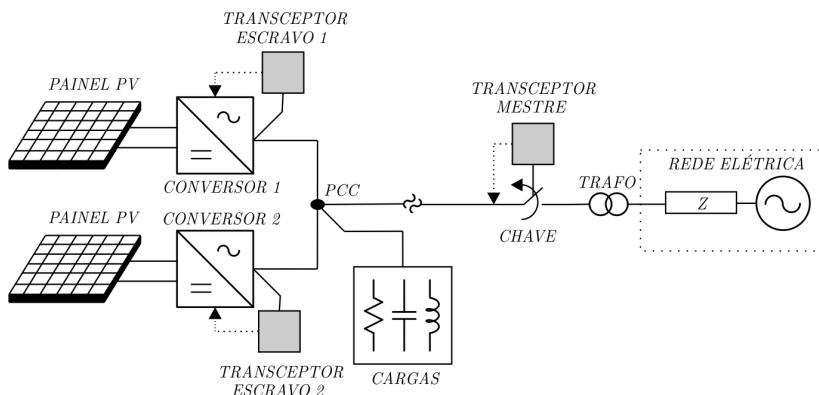
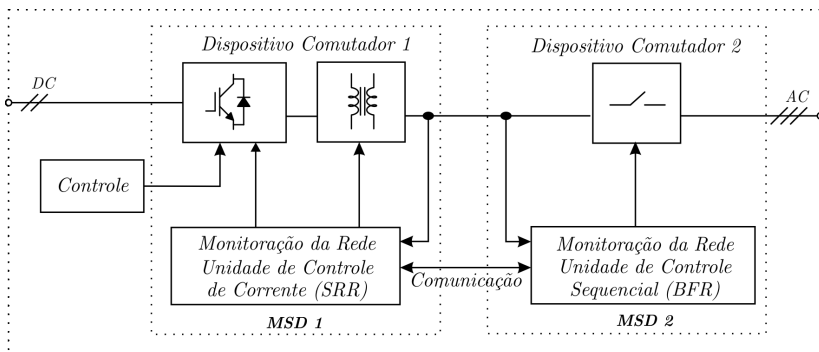


Figura 32: Método Alternativo por comunicação de dados

#### 2.4.2 **DISPOSITIVO MSD**

Conhecido na literatura inglesa pela descrição de *Mains monitoring units with all-pole Switching Devices connected in series (MSD)*, esse método baseia-se na conexão de dois dispositivos de comutação em série com controle independente. Cada uma dessas unidades independentes monitoram constantemente os parâmetros elétricos na ilha, como frequência, tensão e impedância. Isso visa a oferecer uma proteção AI híbrida que combina tanto métodos ativos de detecção de impedância como métodos passivos de tensão e frequência.

Além disso, o fato de serem conectadas duas unidades de monitoração em série fornece uma maior confiabilidade do método, devido à redundância de funcionamento das unidades, afastando falsas sinalizações AI. Esse método é muito recomendado pelas normas alemãs *DIN-VDE-0126* e bastante utilizado na Alemanha e na Áustria, sendo cada vez mais implementado nos Estados Unidos. Seu diagrama de blocos é ilustrado na Figura 33.



*Figura 33: Método MSD para proteção AI segundo DIN-VDE-0126*

Para realizar inicialmente a detecção da impedância do sistema, um pequeno sinal de corrente é injetado. Tal sinal é utilizado por um algoritmo que detecta variações de impedância semelhantes às que ocorrem no instante do ilhamento. Essas pequenas variações de impedância ocorrem em curto intervalo de tempo e são na ordem de  $\Delta Z_{AC} \geq 0.5\Omega$  para aplicações residenciais. Para aplicações distintas com restrições específicas, esse limite tende a variar e um novo ajuste deve ser realizado.

Como ilustrado na *Figura 33*, quando o conversor utiliza um transformador isolador, um dos dispositivos comutadores poderá ser de natureza semicondutora. Tal dispositivo deverá ser implementado com um circuito de teste adicional que avalia sua funcionalidade e sua confiabilidade de acordo com um procedimento regular preestabelecido. Esses equipamentos devem obter 100% de aprovação nos testes realizados em fábrica antes de ser entregues para venda. Outro tópico importante a ser mencionado é que todos os dispositivos comutadores devem suportar uma interrupção de potência em seu interior dada pela potência nominal de funcionamento do conversor.

- ➔ **Vantagens:** A implementação do dispositivo *MSD* basicamente oferece as mesmas vantagens do método ativo de detecção de impedância, com o diferencial de possuir funcionamento redundante e testes automáticos periódicos de seu funcionamento. Isso reduz o índice de falsas sinalizações AI e isenta o usuário de realizar ensaios periódicos sem seu funcionamento para certificar sua confiabilidade.

- ➔ Desvantagens: Para aplicações em que existem múltiplos conversores, como no método ativo de detecção de impedância, o dispositivo *MSD* apresenta falsas sinalizações AI e problemas de instabilidade. Isso se deve aos vários dispositivos *MSD* conectados em paralelo pertencentes a cada conversor cujas perturbações injetadas tendem a interferir umas nas outras. Mas algoritmos de sincronização implementados juntamente com os algoritmos AI dentro de cada dispositivo *MSD* possibilitam um melhoramento na confiabilidade do método. Um incremento no número máximo de dispositivos que podem ser conectados em paralelos também é alcançado.

### 2.4.3 **COMUNICAÇÃO DE DADOS**

Com a intenção de eliminar completamente a *ZND* na proteção AI, foi desenvolvido esse método que se baseia no envio de um sinal de baixa potência diretamente nas linhas de energia. Tais sinais proporcionam uma comunicação entre o SEP e os SGD conectados no interior da ilha. Essa comunicação utiliza o protocolo *Power Line Carrier Communication (PLCC)*, que foi inicialmente desenvolvido na década de 1920 visando à telemetria nas linhas de energia. Atualmente, é amplamente utilizado para comunicação de dados e voz em instalações residenciais e comerciais. Seu desenvolvimento é muito impulsionado pelas empresas britânicas *Nortel Networks* e *Norweb Communications*.

Para aplicações de proteção AI, o protocolo *PLCC* é utilizado para testar a continuidade da linha entre o SEP e os SGD, fazendo o envio contínuo de uma portadora que será interrompida no momento do ilhamento. Para isso, é necessário implementar um transmissor no SEP antes dos interruptores das linhas de energia que podem provocar ilhamentos no fornecimento de energia. Um receptor é instalado em cada SGD presente na ilha, sendo esses receptores de simples funcionamento e mais baratos do que os transmissores.

Quando os receptores estão recebendo normalmente a portadora emitida pelo transmissor, a ilha está conectada ao SEP. Quando nenhuma portadora é recebida por eles, houve uma interrupção no fornecimento de energia e uma sinalização é emitida para seu respectivo conversor. Cada receptor pode ou não ser incorporado ao *hardware* de cada conversor.

Esses receptores podem ser montados na saída de cada conversor e ter suas próprias chaves para interromper o fluxo de energia injetado

por ele. Essa última possibilidade pode ser implementada em conversores que operam em modo *backup* de energia no sistema. Com isso, o conversor não é desligado, mas somente isolado. A Figura 34 ilustra o uso do protocolo *PLCC* em aplicações AI [13].

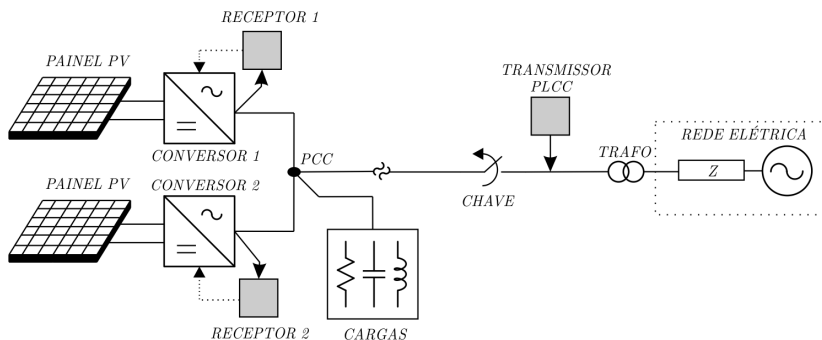


Figura 34: Protocolo *PLCC* utilizado em aplicações AI

Normalmente, o protocolo *PLCC* que é utilizado em aplicação de proteção anti-ilhamento não interfere no funcionamento normal do sistema, como também não precisa de intercâmbio de dados entre o transmissor e o receptor. Mas, para ser efetivo e confiável, esse método deve atender a três requisitos básicos.

O primeiro requisito é a implementação do transmissor antes das chaves seccionadoras do SEP e dos receptores em cada conversor. O segundo requisito é o envio contínuo da portadora feita pelo transmissor. Uma vez que a portadora possui um envio intermitente, os receptores não podem distinguir entre as situações de ilhamento e as situações de uma simples falha do transmissor ou do receptor. O terceiro requisito é que a portadora enviada pelo transmissor deve ser única e se propagar bem pelo sistema. Devido ao fato de as indutâncias-série dos transformadores tenderem a bloquear sinais de alta frequência, é necessário utilizar sinais de baixa frequência, especialmente sub-harmônicas. Esses sinais propagam-se bem no sistema e não são confundidos com outras harmônicas produzidas no interior da ilha, com exceção de situações anormais extremas, comentadas a seguir [13].

Existe para esse método a possibilidade de *ZND* em casos especiais em que a portadora é utilizada como sub-harmônico e uma carga específica, indesejadamente, injeta no sistema um harmônico de mesma frequência. Isso pode mascarar o ilhamento e provocar falsas sinalizações AI, dependendo da fase resultante na interação entre elas.



Essa situação geralmente ocorre em condições anormais extremas em que existam cargas com características eletromecânicas, como motores elétricos com elevados níveis de vibração e dispositivos ferromecânicos. Tais cargas são consideradas emissoras potenciais de sub-harmônicas e tendem a injetar sinais dessa natureza no sistema, prejudicando assim a proteção AI. A solução para esse problema é a modulação de uma pequena quantidade de informação na portadora, na forma de múltiplas harmônicas [13].

- ➔ Vantagens: O protocolo *PLCC*, quando aplicado em proteção anti-ilhamento, tem muitas vantagens por não possuir *ZND* com o uso de cargas funcionais normais. Detém elevada eficiência já comprovada na literatura, ausência de degradação na qualidade da energia, não interferência na resposta dinâmica do sistema e possibilidade de implementação em ilhas com elevado número de SGD a qualquer nível de profundidade. Também pode ser implementado com receptores de baixo custo e necessita de somente um transmissor para cobrir uma vasta área, não havendo necessidade de implementar um transmissor para cada instrumento em série ou interruptores paralelos.
- ➔ Desvantagens: A principal desvantagem desse método é o elevado custo do transmissor a ser implementado, podendo ser viável somente em ilhas com elevada densidade de SGD. Isso possibilita um custo-benefício reduzido, bastando para isso que o transmissor no SEP seja capaz de enviar seu sinal para todos os conversores distribuídos na ilha. Já em aplicações residenciais e comerciais seu elevado custo ainda é uma barreira intransponível a ser superada num futuro próximo.

#### **2.4.4 CONCLUSÃO DOS MÉTODOS ALTERNATIVOS**

Com esta seção, conclui-se que os métodos alternativos, apesar de terem uma pequena *ZND*, são mais aplicados em situações em que um alto custo de implementação é tolerável. Podem trabalhar com vários conversores conectados a uma mesma linha de distribuição. Seus métodos AI não interferem entre si, o que poderia levar o sistema à instabilidade. São mais recomendados em situações em que seu elevado custo possa ser pago.

## 2.5 CONCLUSÃO

Com a realização deste capítulo, é feita uma exaustiva revisão dos principais métodos de proteção AI residentes no conversor. Essa revisão tem como objetivo possibilitar que um método AI seja escolhido para o desenvolvimento do resto do trabalho. Tal escolha é realizada no capítulo posterior.

Conclui-se que os *métodos passivos*, apesar de terem uma ZND considerável, são mais aplicados em situações em que uma distorção na corrente de saída do conversor não é desejável. Por trabalharem somente com observação dos parâmetros elétricos, podem ser aplicados a vários conversores conectados numa mesma linha de distribuição. Sendo assim, os métodos AI não interferem entre si, o que poderia levar o sistema à instabilidade. São mais recomendados também em conversores monofásicos de pequena capacidade.

Também se pode concluir que os *métodos ativos*, apesar de terem uma pequena ZND, são mais aplicados em situações em que uma distorção na corrente de saída do conversor é tolerável. Por trabalharem com perturbação e observação dos parâmetros elétricos, não podem ser aplicados a vários conversores conectados numa mesma linha de distribuição. Sendo assim, os métodos AI interferem entre si, levando o sistema à instabilidade. São mais recomendados em conversores trifásicos de média e grande capacidade.

Conclui-se, ainda, que os *métodos alternativos*, apesar de terem uma pequena ZND, são mais aplicados em situações em que um alto custo de implementação é tolerável. Podem trabalhar com vários conversores conectados numa mesma linha de distribuição. Seus métodos AI não interferem entre si, o que poderia levar o sistema à instabilidade. São mais recomendados em situações em que seu elevado custo possa ser pago.

---

## ESCOLHA DO MÉTODO AI

---

### 3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo realizar um comparativo entre os principais métodos de proteção AI existentes na literatura e fazer a escolha do método que melhor se enquadra nos requisitos do projeto.

A comparação entre os principais métodos é feita de acordo com o parâmetro utilizado para realizar a detecção, a implementação, a rapidez de detecção e a ZND.

### 3.2 COMPARATIVOS ENTRE OS PRINCIPAIS MÉTODOS

Como estudado no capítulo anterior, cada método de detecção possui suas vantagens e desvantagens, de acordo com sua estratégia de funcionamento. Na *Tabela 8*, são ilustradas as comparações dos principais métodos AI quanto aos principais quesitos característicos de cada método, como ilustrado abaixo:

*Parâmetro testado para proteção AI:* pode ser desde frequência ou tensão até impedância e deslocamento de fase.

*Implementação e rapidez de detecção:* indica a facilidade de implementação do método e sua rapidez de proteção anti-ilhamento.

*ZND:* indica a eficiência do método pelo tamanho da zona de não detecção de acordo com o fator de qualidade da carga.

*Operação com múltiplos SGD:* indica a possibilidade de sua operação com múltiplos SGD ou se possui restrições de implementação.

*Impacto do Sistema Elétrico:* classifica o grau de impacto do método nos parâmetros elétricos do SEP como nenhum, pequeno, médio ou grande.

*Tabela 8: Comparação entre os principais métodos AI[28, 29]*

Método	Parâmetro testado para detecção AI	Implementação e rapidez de detecção	ZND	Operação com Múltiplos SGD	Impacto no Sistema Elétrico
Deteção de tensão e frequência	tensão e frequência	Fácil e rápido	Larga para alto Qf	Sem Restrições	Nenhum
Deteção de pulso de fase	Fase da tensão no PCC	Fácil e rápido	Larga para alto Qf	Sem Restrições	Nenhum
Deteção de Impedância	dv/di ou impedância	Fácil	Larga para alto Qf	Restrito Necessita de Sincronismo	Nenhum
Medição de Impedância com Frequência Fixa	Harmônico de Tensão	Fácil e relativamente lento	Larga para alto Qf	Restrito Necessita de Sincronismo	Pequeno
SMS	Fase da Tensão no PCC	Médio e lento	Larga para médio Qf	Restrito Necessita de Sincronismo	Pequeno
AFD	Chopping Fractor e deslocamento entre tensão e corrente	Fácil e médio	Larga para alto Qf	Restrito Necessita de Sincronismo	Grande
SFS	Deslocamento de Frequência com Real. Positiva	Difícil e relativamente lento	Existente para cargas com alto Qf mas menor que os outros	Restrito Necessita de Sincronismo	Grande
SVS	Amplitude da Tensão	Médio e rápido	Muito pequena	Restrito Necessita de Sincronismo	Médio

### 3.3 ESCOLHAS DO MÉTODO

Como apresentado na seção Objetivos deste trabalho, para realizar a escolha do método mais apropriado foram adotados alguns quesitos básicos e necessários com o intuito de estabelecer um foco para a aplicação. Tais quesitos são repetidos abaixo:

→O método AI não pode distorcer a corrente de saída do conversor. Atualmente, o sistema elétrico já possui considerável nível de ruídos e distorções presentes no fornecimento de sua energia. Tais problemas são causados na maioria das vezes por cargas não lineares conectadas à rede. O método AI não pode contribuir negativamente para esse cenário;

→O método AI deve operar harmoniosamente com os demais métodos de detecção instalados em outros SGD conectados à mesma linha de distribuição. Com o crescimento do uso das fontes alternativas, a instalação de vários SGD em uma mesma linha tem sido cada vez mais freqüente.

→O método AI deve ser instalado em um conversor monofásico de pequena capacidade de potência nominal de  $1kW$ .

Tendo em vista essas considerações, o método da *Tabela 8* que melhor se adapta a este trabalho é o ***método passivo de detecção por tensão e frequência***. Tal escolha justifica-se por sua ausência de impacto no sistema elétrico e seu uso sem restrições para múltiplos SGD. Possui também fácil implementação e alta rapidez na proteção anti-ilhamento.

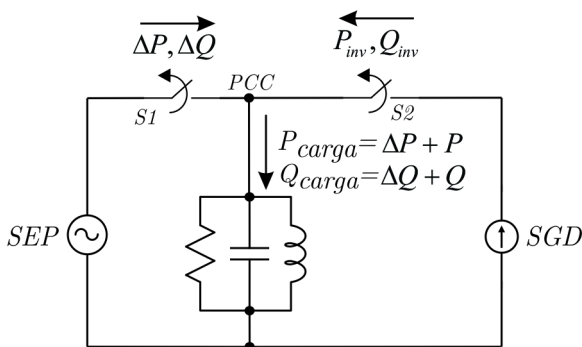
Porém, além de ter uma ZND considerável para cargas com alto fator de qualidade, não existe um estudo que esclareça se esse método atende aos requisitos de teste AI das normas. Tais testes usam cargas RLC paralelo com fator de qualidade  $Q_f = 2,5$  e frequência de ressonância de  $F_0 = 60\text{ Hz}$ .

Para realizar detecção de frequência é necessário implementar um PLL monofásico para rastrear a frequência de operação da rede elétrica. Esse PLL fornece também a informação angular da tensão da rede. Tal informação pode ser utilizada com facilidade para implementar também o ***método de detecção por pulso de fase da tensão***. Esses dois métodos operarão simultaneamente.

### 3.5 ZONA DE NÃO DETECÇÃO (ZND)

A zona de não detecção gerada pela operação conjunta dos dois métodos escolhidos pode ser deduzida por uma simples representação do circuito utilizado para sua determinação. Esse circuito é mostrado na *Figura 35*. Se a potência do inversor for igual à potência da carga  $\boxed{\Delta P = \Delta Q = 0}$ , existe grande probabilidade de formação de ilha quando o interruptor  $S_1$  abrir [30, 31].

Por outro lado, se a potência do inversor não for exatamente igual à potência da carga, a tensão e a frequência no PCC saltarão para novos valores depois da abertura de  $S_1$ . Se as variações de  $\Delta P$  e  $\Delta Q$  forem grandes o suficiente, a tensão e a frequência no PCC serão deslocadas para fora dos limites. Com isso, o método poderá detectar o ilhamento e desligar o inversor [30].



*Figura 35: Circuito de um sistema genérico usado para teste de métodos AI[30]*

Para atender às recomendações da norma *IEEE Std 929-2000*, a carga RLC paralelo deve possuir três requisitos básicos, listados abaixo:

- A carga RLC deve ser ressonante na frequência nominal da rede;
- O fator de qualidade da carga  $Q_f$  deve ser ajustado para 2,5;
- A potência ativa gerada pelo inversor deve ser igual à da carga.

O eixo das abscissas o gráfico ZND ( $\Delta P/P$ ) representa a porcentagem entre a variação de potência ativa no momento do desligamento do SEP e a potência ativa nominal usada no teste. Já o

eixo das ordenadas ( $\Delta Q/P$ ) representa a porcentagem entre a variação de potência reativa no momento do desligamento e a potência ativa nominal usada no teste [30, 32].

Esses eixos são usados para formar o gráfico de incompatibilidade de potências que conterá a ZND do método. Tal gráfico tem como objetivo ilustrar a incompatibilidade de potências no instante do ilhamento.

É possível deduzir as expressões matemáticas que relacionam a incompatibilidade de potências e os limites de tensão e frequências usados para detecção. Tais deduções são ilustradas na literatura e repetidas nas equações (3.1) e (3.2) [7, 33, 34].

$$\left(\frac{V_{nom}}{V_{max}}\right)^2 - 1 \leq \frac{\Delta P}{P} \leq \left(\frac{V_{nom}}{V_{min}}\right)^2 - 1 \quad (3.1)$$

$$Q_f \cdot \left(1 - \left(\frac{F_{nom}}{F_{min}}\right)^2\right) \leq \frac{\Delta Q}{P} \leq Q_f \cdot \left(1 - \left(\frac{F_{nom}}{F_{max}}\right)^2\right) \quad (3.2)$$

Para encontrar a ZND para o método de detecção de tensão e frequência, são calculados os limites de acordo com as recomendações da norma. Tais recomendações visam a uma faixa de frequência de 59,3Hz a 60,5Hz e uma faixa de tensão de 0,88pu a 1,10pu, como ilustra a Tabela 9. O fator de qualidade foi ajustado para 2,0, sendo utilizado também na experimentação prática deste trabalho.

*Tabela 9: Parâmetros utilizados para cálculo da ZND*

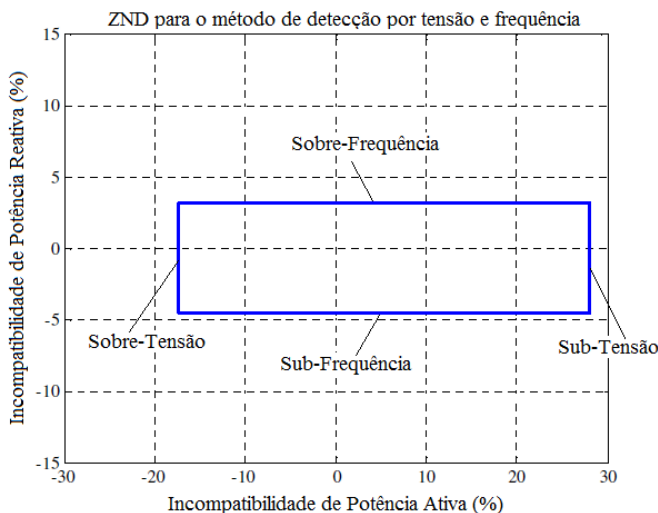
<i>Proteções por Software (*) - IEEE Std 929-2000</i>	<i>Limite</i>
<i>Fator de Qualidade</i>	<i>2.0</i>
<i>Tensão nominal do sistema</i>	<i>220Vac</i>
<i>Sobretensão da Rede Elétrica</i>	<i>242Vac*</i>
<i>Subtensão da Rede Elétrica</i>	<i>194Vac*</i>
<i>Sobrefrequência da Rede Elétrica</i>	<i>60,5Hz*</i>
<i>Subfrequência da Rede Elétrica</i>	<i>59,3Hz*</i>

Com base na Tabela 9, foram calculados os limites para a área ZND ilustrados nas expressões (3.3) e (3.4). É possível diminuir o

tamanho da área mudando os limites de detecção de frequência e tensão. Mas isso pode levar a detecções falsas de ilhamento disparadas por flutuações desses parâmetros na rede ou até por ruídos. O gráfico da ZND é ilustrado na *Figura 36*.

$$-17.35\% \leq \frac{\Delta P}{P} \leq 28.60\% \quad (3.3)$$

$$-4.7\% \leq \frac{\Delta Q}{P} \leq 3.29\% \quad (3.4)$$



*Figura 36: ZND para o método de detecção de frequência e tensão[30]*

Vale a pena lembrar que de acordo com a norma *IEEE 1547.2-2008*, todos os conversores interligados na rede elétrica devem ter proteções de frequência e tensão. Com base na *Figura 36*, quatro casos podem ser identificados:

(1)  $\Delta P > 0$ : A potência ativa do conversor é menor que a potência ativada carga. Depois da desconexão, quando  $\Delta P = 0$ , a tensão no PCC decrescerá. Se a queda de tensão for suficiente, a proteção de subtensão atuará desligando o inversor[30].



(2)  $\Delta P < 0$ : A potência ativa do conversor é maior que a potência ativada carga. Depois da desconexão, quando  $\Delta P = 0$ , a tensão no PCC crescerá. Se a queda de tensão for suficiente, a proteção de sobretensão atuará desligando o inversor [30].

(3)  $\Delta Q > 0$ : A carga possui característica indutiva, o que resulta num fator de potência atrasado. Depois da desconexão, quando  $\Delta Q = 0$ , e assumindo  $Q_{inv} = 0$ , a frequência no PCC aumentará no intuito de diminuir a parcela indutiva e aumentar a parcela capacitiva. Essa mudança de frequência continuará até que  $Q_{load} = 0$ . Se o aumento da frequência for suficiente, a proteção de sobrefrequência atuará desligando o inversor [30].

(4)  $\Delta Q < 0$ : A carga possui característica capacitiva, o que resulta num fator de potência adiantado. Depois da desconexão, quando  $\Delta Q = 0$ , e assumindo  $Q_{inv} = 0$ , a frequência no PCC decrescerá até  $Q_{load} = 0$ . Se a diminuição da frequência for suficiente, a proteção de subfrequência atuará desligando o inversor [30].

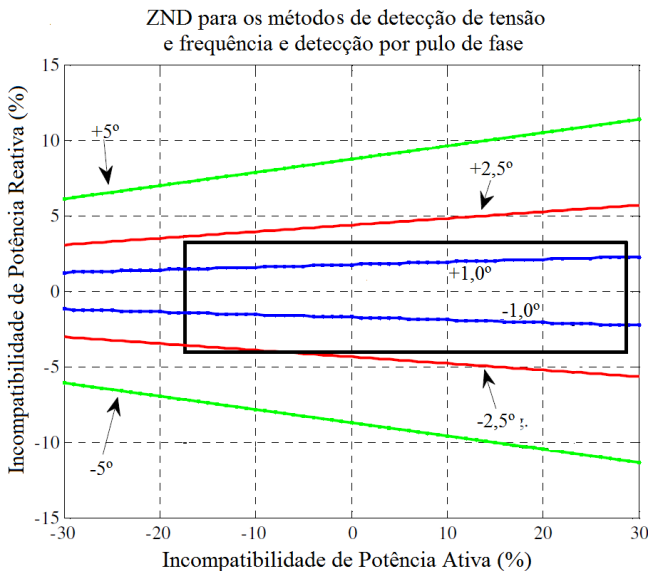
Em conjunto com o método de detecção de tensão e frequência, o método por salto de fase de tensão também será implementado para a prevenção de formação de ilhas. Com isso, a proteção AI tende a ficar mais eficiente pela redução da área ZND. De acordo com a literatura, o gráfico de incompatibilidade de potências para esse método pode ser gerado pela expressão (3.5)[7, 33, 34].

$$\left| \arctan \left( \frac{\Delta Q/P}{1 + \Delta P/P} \right) \right| \leq \theta_{PJD} \quad (3.5)$$

O ângulo  $\theta_{PJD}$  indica o máximo salto de fase que a tensão precisa dar para proteção anti-ilhamento. Se esse ângulo for muito baixo, falsas detecções podem acontecer geradas por ruídos na rede. Se esse ângulo for muito alto, o método torna-se ineficiente e não detecta corretamente os ilhamentos. Expandindo a expressão (3.5) a equação(3.6) pode ser encontrada.

$$\frac{\Delta Q}{P} \leq \left( \tan(\theta_{PJD}) \cdot \frac{\Delta P}{P} + \tan(\theta_{PJD}) \right) \quad (3.6)$$

O gráfico completo de incompatibilidade de potências é ilustrado na *Figura 37*, onde as ZND do método de detecção de tensão e frequência e do método de detecção por salto de fase são ilustradas[32].



*Figura 37: ZND para o método de detecção de tensão e frequência e detecção por salto de fase[30, 35]*

Da *Figura 37* conclui-se que o método de detecção por salto de fase é menos sensível aos desvios de potência ativa, assim como as proteções de frequência. Verifica-se que o melhor ajuste para o ângulo  $\theta_{PJD}$  é  $1,0^\circ$ , pois os outros ângulos ficam fora da ZND das proteções de tensão e frequência. Vale a pena lembrar que um ajuste muito estrito para  $\theta_{PJD}$  pode levar a falsas detecções AI, enquanto um ajuste muito largo pode tornar sua detecção ineficiente.

### 3.4 CONCLUSÃO

Conclui-se, com a realização deste capítulo, que os métodos mais adequados para este trabalho são os *métodos passivos de detecção de*

*tensão e frequência, juntamente com o método passivo de detecção de pulso de fase.*

Por serem métodos passivos, não geram impactos negativos na corrente de saída do conversor devido à sua funcionalidade baseada somente em observação, atendendo aos requisitos deste projeto. Também possuem bom desempenho em ilhas com demais conversores instalados, por não injetarem correntes adicionais. Sendo assim, não interferem nos métodos AI instalados nos demais conversores operantes.

Verifica-se que a implementação do método por salto de fase diminuiu a área ZND do método de detecção por tensão e frequência. Isso leva a um aumento na eficiência da detecção anti-ilhamento.

Apesar da norma *IEEE Std 929-2000* recomendar uma carga de teste com  $Q_f=2,5$ , os gráficos de incompatibilidade de potências foram feitos para uma carga com  $Q_f=2,0$ , pois é o máximo que esses métodos detectam. Chega-se à tal conclusão posteriormente, no capítulo de experimentação prática deste trabalho, não sendo encontradas outras evidências em nenhuma das demais referências bibliográficas consultadas.



---

## CONVERSOR ESTÁTICO

---

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste trabalho, o conversor eletrônico tem como função converter a energia contínua gerada pelos painéis em uma energia alternada, que então é disponibilizada para o sistema elétrico. Operando desse modo, o conversor injeta essa energia no SEP, sendo visto por ele como uma fonte de corrente com fator de potência unitário.

Procedendo dessa forma, verifica-se que as interações dos sistemas fotovoltaicos com o SEP podem modificar o seu desempenho. Dependendo da capacidade dos SGD em relação à disponibilidade local de potência do SEP, essas alterações podem ser em menor ou maior grau. Esse fato oferece um grande motivo para o estudo de diversos problemas que podem ser gerados nos SEP pelos conversores eletrônicos. Tais problemas são listados abaixo:

- Problemas de qualidade de energia;
- Falta de sincronismo no religamento das ilhas;
- Injeção de correntes com valores médios não nulos;
- Perturbações de frequência e tensão geradas no SEP;
- Interferências eletromagnéticas em equipamentos próximos ao conversor;

Este capítulo tem como objetivo fazer um estudo mais detalhado sobre o conversor eletrônico utilizado no trabalho, assim como sua análise topológica, sua modulação e a estratégia de controle utilizada. O dispositivo *PLL* utilizado também é minuciosamente estudado neste capítulo.

Para assegurar a qualidade de energia injetada no SEP, a corrente de saída do conversor estático deve ser senoidal e estar em fase com a tensão imposta pelo SEP. Isso possibilita que ele veja o conversor como sendo uma fonte de corrente em fase com a tensão da rede. Tal feito garante baixo fator de distorção harmônica e baixo fator de deslocamento. O conversor também deve ser capaz de processar corrente bidirecional fazendo com que haja compensação de reativos

através do capacitor do barramento. Basicamente, as principais características necessárias pelo conversor estático são listadas abaixo:

- Conversão CC-CA;
- Bidirecionalidade em corrente;
- Regulação da tensão presente no barramento CC;
- Compensação de reativos para impor fator de potência unitário.

## **4.2 TOPOLOGIA**

A estrutura de potência utilizada neste trabalho tem como função converter a energia fotovoltaica CC disponibilizada pelos painéis solares em padrão CA monofásico. Isso possibilita que essa energia seja injetada no SEP para que outras cargas conectadas possam utilizá-la. Para isso, é necessário usar modulação e controle apropriados. Portanto, algumas considerações devem ser feitas com relação à topologia.

O primeiro requisito é a necessidade de acionamento monofásico por meio de um barramento CC, possibilitando injeção de corrente alternada no sistema elétrico.

O segundo requisito faz referência à chave eletrônica utilizada na topologia, que deve ter características unidirecionais em tensão e bidirecionais em corrente. Tal requisito deve ser respeitado para possibilitar compensação de reativos pela estrutura por meio da bidirecionalidade de corrente.

O terceiro requisito faz referência à faixa de tensão em que a estrutura deverá ser utilizada. Como este projeto é considerado de baixa potência e tensão, uma estrutura de dois níveis é suficiente para a sua implementação.

A chave eletrônica selecionada é ilustrada na *Figura 38* e possui características unidirecionais em tensão e bidirecionais em corrente. Vale a pena ressaltar que essa chave possui possibilidade de entradas em condução e bloqueios comandados devido à tecnologia *IGBT*. É capaz de operar em uma frequência de chaveamento de  $20\text{kHz}$  e possui baixas perdas de condução. Outra informação importante é a possibilidade de entradas em condução e bloqueio espontâneas nos momentos de reversibilidade de corrente por meio do diodo de roda livre conectado em paralelo com o interruptor [36].

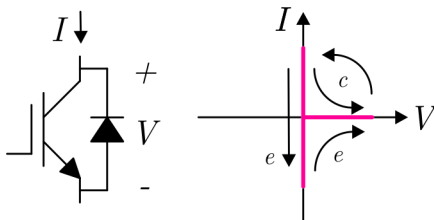


Figura 38: Chave eletrônica utilizada na topologia[36]

De posse da chave eletrônica, é possível conceber a topologia adequada para desempenhar a função de inversor abaixador de tensão, interligando um barramento CC à rede elétrica monofásica. A topologia selecionada é ilustrada na Figura 39, tratando-se de um inversor de tensão *Full-Bridge*, comumente chamado na literatura de onda completa.

O uso de um transformador de baixa frequência na saída do conversor é necessário para impedir a injeção de componentes contínuas de corrente no SEP. Também é utilizado para realizar isolamento galvânico entre essas duas etapas. A indutância  $L_o$  agrega as indutâncias de dispersão do transformador e é empregada para assegurar características de fonte de corrente. A resistência  $R_{Lo}$  representa as resistências parasitas dos enrolamentos primário e secundário.

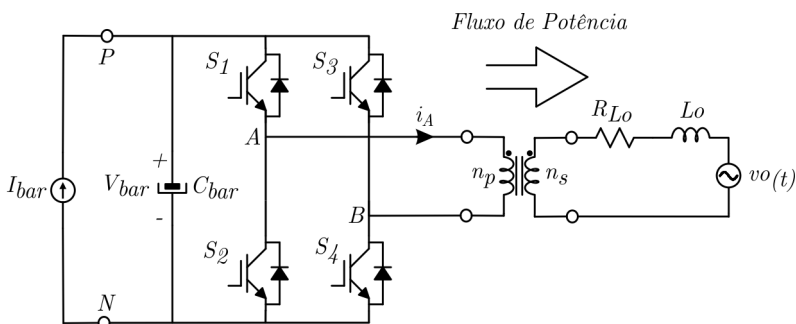
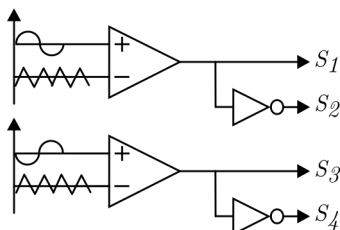


Figura 39: Inversor Full-Bridge convencional

### 4.3 MODULAÇÃO SENOIDAL PWM

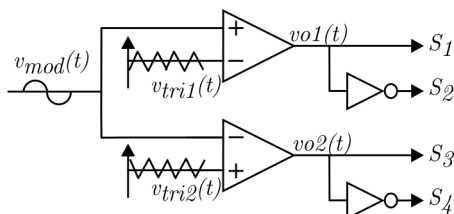
Para realizar o acionamento dos interruptores da estrutura, neste trabalho será utilizada a modulação senoidal *PWM* de três níveis. Por ser uma modulação amplamente difundida na literatura, é capaz de comandar os interruptores para que uma corrente senoidal, em fase com a tensão imposta pelo SEP, seja gerada. Essa modulação utiliza uma

portadora triangular com frequência igual à frequência de comutação e mais duas moduladoras defasadas de  $180^\circ$  com frequência igual à frequência fundamental do sistema elétrico, como ilustra a *Figura 40*.



*Figura 40: Modulador Senoidal PWM a três níveis*

Defasando  $180^\circ$  uma portadora em relação à outra, pode-se utilizar uma mesma moduladora, mas agora com duas portadoras defasadas de  $180^\circ$ , de forma a gerar o circuito modulador PWM de três níveis ilustrado na *Figura 41*.



*Figura 41: Modulador PWM Senoidal de três níveis*

Vale a pena lembrar que a tensão de saída  $vo1(t)$  do comparador terá nível lógico um se a tensão da modulante  $v_{mod}(t)$  for maior que a tensão da portadora triangular  $v_{tri1}(t)$ , fazendo conduzir desse modo o interruptor  $S_1$  e bloquear o interruptor  $S_2$ . Já se a tensão da moduladora  $v_{mod}(t)$  for maior que a tensão da portadora triangular  $v_{tri2}(t)$ , a tensão de saída  $vo2(t)$  será levada a nível lógico um, fazendo assim conduzir o interruptor  $S_3$  e bloquear o interruptor  $S_4$ .



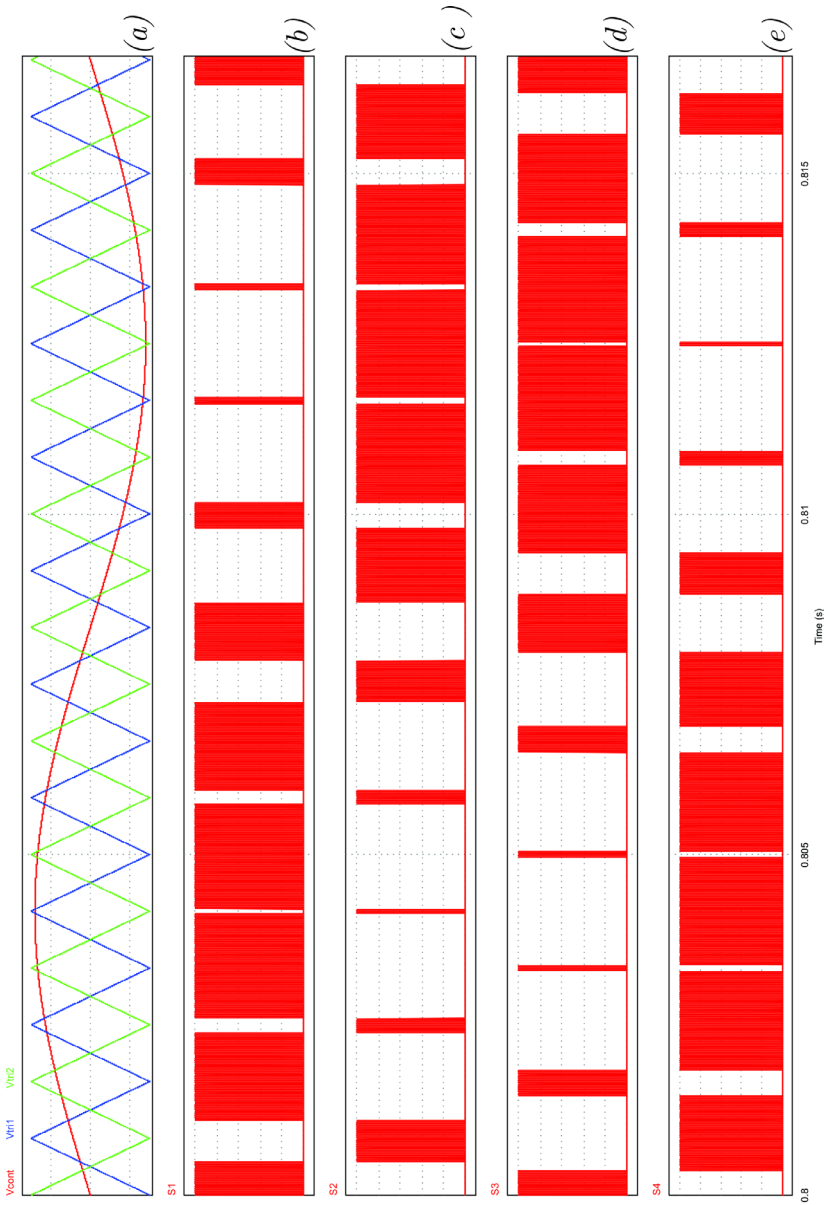


Figura 42: (a) Sinal modulante de 60Hz e portadoras triangulares de 600Hz (b) Sinal de comando S1; (c) S2; (d) S3; (e) S4

#### 4.4 ESTADOS TOPOLÓGICOS

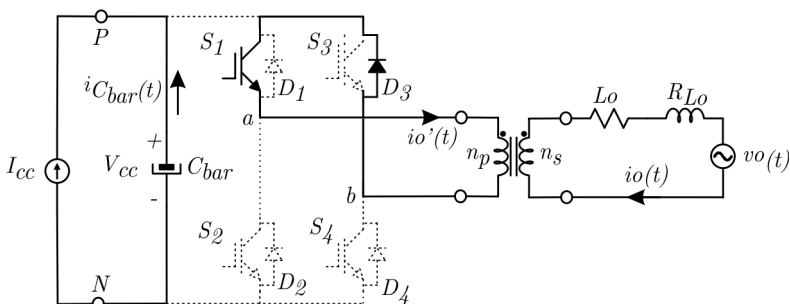
Analisando a *Figura 42*, pode-se constatar que durante o semiciclo positivo da moduladora sempre existem dois interruptores sendo comandados de forma sequencial. Essa sequencia segue a ordem  $S_1$ - $S_3$ ,  $S_1$ - $S_4$ ,  $S_2$ - $S_4$  e  $S_1$ - $S_4$ . Já durante o semiciclo negativo do sinal modulante os interruptores são comandados na sequencia  $S_1$ - $S_3$ ,  $S_2$ - $S_3$ ,  $S_2$ - $S_4$  e  $S_2$ - $S_3$ . Vale a pena ressaltar que a habilitação de um interruptor torna-o capaz de entrar em condução, mas isso não significa que ele irá conduzir. Sendo assim, é o sentido da corrente que determina se ela passará pelo IGBT ou pelo diodo de roda livre, conectado em paralelo com ele.

##### 4.4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO – SEMICICLO POSITIVO

De acordo com a sequencia de comutação  $S_1$ - $S_3$ ,  $S_1$ - $S_4$ ,  $S_2$ - $S_4$  e  $S_1$ - $S_4$ , pode-se extrair as quatro etapas de operação para quando o sinal da moduladora for positivo.

##### A) Primeira etapa de operação

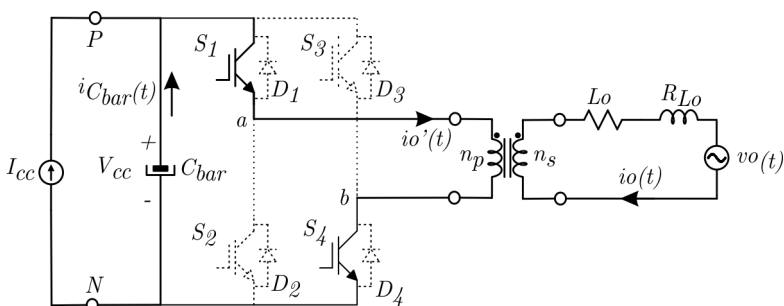
Durante a primeira etapa do semiciclo positivo, os terminais de saída da estrutura  $a$  e  $b$  ficam curto-circuitados, implicando em  $v_{ab}(t) = 0$ . Além disso, tem-se que a corrente do capacitor de barramento é  $i_{Cbar}(t) = -I_{cc}$ , conforme ilustra a *Figura 43*.



*Figura 43: Primeira etapa de operação – semiciclo positivo[37]*

## B) Segunda etapa de operação

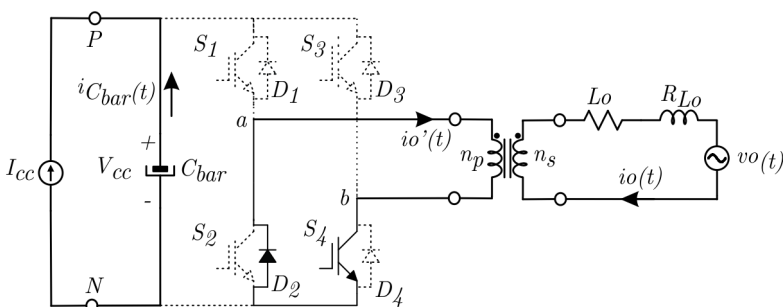
Já nessa etapa, devido à comutação dos interruptores, a tensão do barramento é comutada para a saída do conversor, ou seja, para os terminais  $a$  e  $b$ , fazendo com que  $v_{ab}(t) = V_{cc}$ . Isso propicia a corrente do barramento ser igual a  $i_{C_{bar}}(t) = i_o'(t) - I_{cc}$ . Vale a pena salientar que a corrente  $i_o'(t)$  representa a corrente de saída do transformador referenciada ao seu primário, conforme ilustra a *Figura 44*.



*Figura 44: Segunda Etapa de operação – semiciclo positivo[37]*

## C) Terceira etapa de operação

Durante a terceira etapa do semiciclo positivo, os terminais de saída da estrutura  $a$  e  $b$  são postos novamente em curto-circuito, implicando em  $v_{ab}(t) = 0$ . Além disso, tem-se que a corrente do capacitor de barramento é  $i_{C_{bar}}(t) = -I_{cc}$ , conforme ilustra a *Figura 45*.



*Figura 45: Terceira etapa de operação – semiciclo positivo[37]*

#### D) Quarta etapa de operação

Nessa etapa, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são postos a entrar em condução novamente, fazendo repetir a segunda etapa descrita anteriormente.

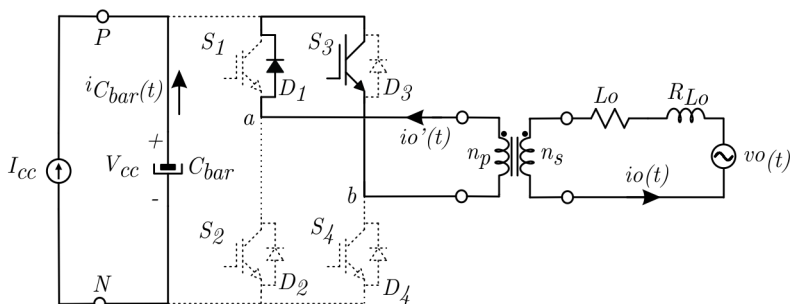
De acordo com a *Figura 42*, pode-se constatar que essa sequência de etapas se repete durante todo o semiciclo positivo até que a moduladora troque de sinal. Desse modo, a moduladora passa para o semiciclo negativo. Consta-se pela figura que é durante a primeira etapa  $S_1$ - $S_3$  que essa inversão ocorre.

#### 4.4.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO – SEMICICLO NEGATIVO

De acordo com a sequência de comutação  $S_1$ - $S_3$ ,  $S_2$ - $S_3$ ,  $S_2$ - $S_4$  e  $S_2$ - $S_3$ , pode-se extrair as quatro etapas de operação para quando o sinal modulante for negativo.

#### E) Primeira etapa de operação

Durante a primeira etapa do semiciclo negativo, os terminais de saída da estrutura  $a$  e  $b$  ficam curto-circuitados, implicando em  $v_{ab}(t) = 0$ . Além disso, temos que a corrente do capacitor de barramento é  $i_{Cbar}(t) = -I_{cc}$ , conforme ilustra a *Figura 46*.

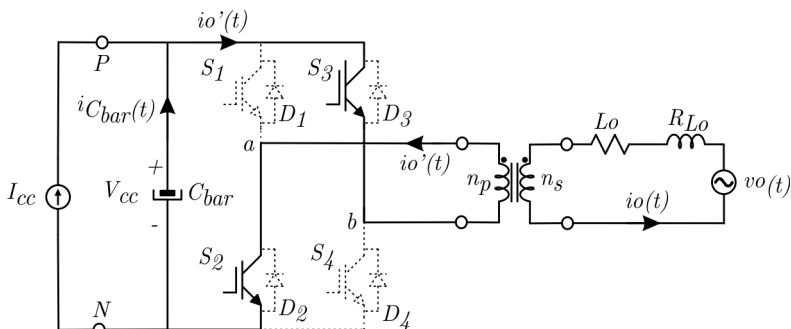


*Figura 46: Primeira etapa de operação – semiciclo negativo[37]*

#### F) Segunda etapa de operação

Já nessa etapa, devido à comutação dos interruptores, a tensão do barramento é comutada para a saída do conversor, ou seja, para os terminais  $a$  e  $b$  fazendo, com que  $v_{ab}(t) = -V_{cc}$ . Assim, a corrente do

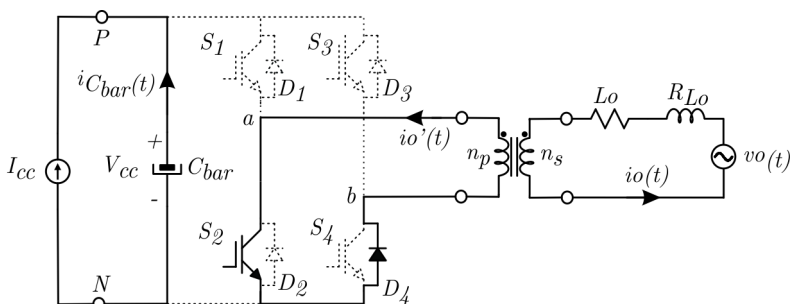
barramento fica igual a  $i_{C_{bar}}(t) = i_o'(t) - I_{cc}$ . Vale a pena salientar que a corrente  $i_o'(t)$  representa a corrente de saída do transformador referenciada ao seu primário, conforme ilustra a *Figura 47*.



*Figura 47: Segunda Etapa de operação – semiciclo negativo[37]*

#### G) Terceira etapa de operação

Durante a terceira etapa do semiciclo negativo, os terminais de saída da estrutura *a* e *b* são postos novamente em curto-circuito, implicando em  $v_{ab}(t) = 0$ . Além disso, tem-se que a corrente do capacitor de barramento é  $i_{C_{bar}}(t) = -I_{cc}$ , conforme ilustra a *Figura 48*.



*Figura 48: Terceira etapa de operação – semiciclo negativo[37]*

#### H) Quarta etapa de operação

Nessa etapa, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são postos a entrar em condução novamente, fazendo repetir a segunda etapa descrita anteriormente.

De acordo com a *Figura 42*, pode-se constatar que essa sequência de etapas se repete durante todo o semiciclo negativo até que o sinal modulante troque de sinal. Desse modo, ele passa para o seu semiciclo positivo. Constata-se, pela figura, que é durante a primeira etapa  $S_1$ - $S_3$  que essa inversão ocorre.

#### **4.5 COMPENSADORES *PI***

O controlador *PI* tem como função responder a um sinal de erro em uma malha fechada de controle e tentar ajustar o parâmetro controlado. Esse ajuste se dá por meio de uma ação de controle que visa conseguir a resposta desejada do sistema de acordo com sua referência. O parâmetro controlado pode ser qualquer grandeza medida do sistema, tal como tensão, corrente ou frequência. O benefício do controlador *PI* é poder ajustara grandeza controlada por meio da sua ação de controle que se utiliza de parâmetros para produzir uma resposta dinâmica. Para implementação numa plataforma digital, precisa ser executado em intervalos periódicos de amostragem.

De acordo com a *Figura 49*, o sinal do erro é gerado subtraindo o parâmetro a ser controlado (referência) do valor real medido. O sinal do erro indica o sentido da mudança requerido pela entrada do controle.

Para implementação digital, é recomendada sua implementação em uma frequência consideravelmente superior à dinâmica que se quer controlar. Dessa maneira, não existe perda de informação em regimes transitórios na grandeza controlada [38].

O termo proporcional (*P*) do controlador é dado multiplicando o sinal do erro por um ganho de  $K_P$ , fazendo com que o controlador *PI* produza uma resposta de controle que seja uma função do valor do erro. Se o sinal do erro incrementar, a saída do bloco proporcional do *PI* torna-se maior, no sentido de corrigir o erro presente. O efeito do bloco proporcional tende a reduzir o erro total enquanto o tempo decorre. Entretanto, seu efeito degrada-se com as aproximações de erro zero, situações em que o valor medido se aproxima da referência. Em alguns sistemas, o erro do parâmetro controlado começa muito perto do erro zero, mas não converge, deixando um erro residual no sistema.

O termo integral do controlador é usado justamente para eliminar esses erros residuais em regime constante. O bloco integral gera uma acumulação sucessiva do sinal de erro e, conseqüentemente, o erro residual no regime constante é suprimido. Esse sinal acumulado do erro é multiplicado pelo  $K_I$  e o fator transforma-se no termo de saída do bloco integral do controlador de *PI*.

Existe a possibilidade de adicionar um termo diferencial no controlador para realçar a velocidade de resposta à taxa de mudança do sinal do erro. A entrada do termo derivativo  $D$  é calculada subtraindo o valor atual do erro de um valor prévio gerado na última interação do algoritmo. Essa diferença de valor do erro é multiplicada pelo fator de  $K_d$  que se transforma no termo de saída do bloco derivativo. Isso produz mais dinamismo e velocidade no controle do erro do sistema. Não necessariamente todos os controladores  $PI$  necessitam de um termo diferencial, sendo mais usual a sua utilização em sistemas mais rápidos. Em sistemas de potência e acionamento elétrico, a utilização somente dos termos de  $PI$  é mais visada, tendo em vista a considerável inércia intrínseca nesses sistemas [38].

Os compensadores utilizados neste trabalho não utilizam o bloco derivativo devido à resposta relativamente lenta de mudanças nos parâmetros elétricos do sistema. Nesse caso, o termo derivativo poderia causar mudanças excessivas no ciclo de trabalho do  $PWM$  que comanda os interruptores de potência, afetando o desempenho do controle e produzindo instabilidade.

Quatro compensadores  $PI$  serão utilizados para esse trabalho, como ilustrado abaixo:

- No controle da corrente de saída do conversor;
- No controle da tensão de barramento do conversor;
- No controle da corrente média do primário do transformador;
- No reconhecimento da frequência do SEP através do seu uso em um  $PLL$ .

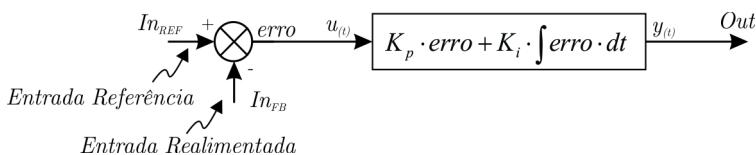


Figura 49: Diagrama de blocos de um controlador  $PI$  [38]

#### 4.6 MODELAGEM

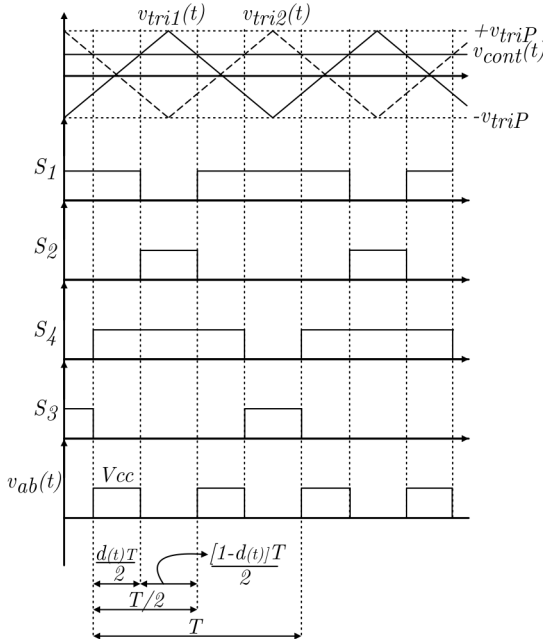
Para realizar a modelagem dessa estrutura, foi utilizada a técnica por valores médios quase instantâneos. Tal técnica possibilita o cálculo da função média em relação ao período da moduladora baseado nos valores médios para cada período de comutação. Uma vez encontrada essa função, ela pode ser utilizada, através de uma função de transferência, para descrever as dinâmicas do sistema [37].

Baseado nas sequências de comutação para os semiciclos positivos e negativos apresentados anteriormente, é possível montar uma tabela ilustrativa da tensão  $v_{ab}(t)$  em relação aos semiciclos da moduladora, conforme ilustra a *Tabela 10*.

*Tabela 10: Tensão  $v_{ab}(t)$  para cada etapa de operação[37].*

	<i>Semiciclo Positivo</i>				<i>Semiciclo Negativo</i>			
<i>Interruptores em condução</i>	$S_1$	$S_1$	$S_2$	$S_1$	$S_1$	$S_2$	$S_2$	$S_2$
	$S_3$	$S_4$	$S_4$	$S_4$	$S_3$	$S_3$	$S_4$	$S_3$
$v_{ab}(t)$	0	$+V_{cc}$	0	$+V_{cc}$	0	$-V_{cc}$	0	$-V_{cc}$

Para determinar o valor médio quase instantâneo de  $v_{ab}(t)$ , que representa seu comportamento em um período de comutação, é necessário obter primeiramente a forma de onda  $v_{ab}(t)$  em função de um período da portadora, conforme ilustra a *Figura 50*.



*Figura 50: Tensão de saída para um período da portadora[37]*



Conforme pode ser observado, uma vez que a frequência de comutação seja suficientemente maior que a frequência da moduladora, pode-se considerar sua tensão como constante no intervalo de comutação. Isso propicia que a tensão da moduladora possa ser substituída por uma tensão equivalente contínua. O mesmo pode ser feito para a tensão do barramento que também se comporta como uma fonte de tensão CC dentro de um intervalo de comutação.

Vale a pena salientar que o intervalo de tempo em que existe transferência de potência da entrada para a saída do conversor é regida pela razão cíclica  $d(t)$ . Nesse intervalo de tempo, a tensão  $v_{ab}(t)$  não é nula. Já para os intervalos em que os diodos de roda livre estão conduzindo, não existe transferência de potência para a saída do conversor. Esses intervalos de tempo são regidos pela razão cíclica complementar  $1-d(t)$  sendo a tensão  $v_{ab}(t)$  nula [37].

Analisando a *Figura 50* é possível integrar os intervalos referentes à razão cíclica para determinar o valor médio quase instantâneo da forma de onda de  $v_{ab}(t)$ , obtendo-se:

$$\langle v_{ab}(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{ab}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot [d(t) \cdot T \cdot V_{cc}] = [V_{cc} \cdot d(t)] \quad (4.1)$$

Isolando a razão cíclica  $d(t)$  em (4.1), e escrevendo-a também em termos de valores médios quase instantâneos, podemos encontrar a equação (4.2).

$$\langle d(t) \rangle_T = \frac{\langle v_{ab}(t) \rangle_T}{V_{cc}} \quad (4.2)$$

Com base na equação (4.1), é possível encontrar o circuito simplificado do conversor com o transformador e também o mesmo circuito referido ao primário, conforme ilustrado na *Figura 51*. Vale a pena evidenciar que os elementos  $v'_o(t)$ ,  $R'_{Lo}$  e  $L'_o$  representam os elementos do circuito referidos ao primário.

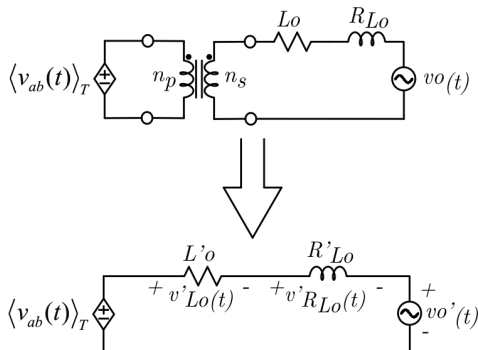


Figura 51: Circuito simplificado do conversor referenciado ao primário durante o semiciclo positivo

Escrevendo a equação de malha e isolando a razão cíclica  $\langle d(t) \rangle_T$ , encontra-se a expressão (4.3). É interessante lembrar que, como a tensão média no indutor é nula para um período da rede elétrica, e como a resistência parasita do indutor  $R'_{Lo}$  é muito pequena, ambas podem ser omitidos da equação. Esse procedimento não traz perda expressiva de informação para o modelo. Sendo assim, a equação (4.3) pode ser simplificada gerando a expressão (4.4).

$$\langle d(t) \rangle_T = \frac{v'_{Lo}(t) + v'_{RLo}(t) + v'_o(t)}{V_{cc}} \quad (4.3)$$

$$\langle d(t) \rangle_T = \frac{v'_o(t)}{V_{cc}} \quad (4.4)$$

Como a tensão  $v'_o(t)$  representa a tensão de saída do circuito, ou seja, a tensão da rede elétrica refletida ao primário do transformador, ela pode ser escrita utilizando a relação de transformação do transformador dada por  $\boxed{N_T = n_p/n_s}$ , resultando na expressão (4.5).

$$N_T = \frac{n_p}{n_s} = \frac{v_o(t)}{v_o'(t)} \Rightarrow \boxed{v'_o(t) = N_T \cdot v_o(t)} \quad (4.5)$$

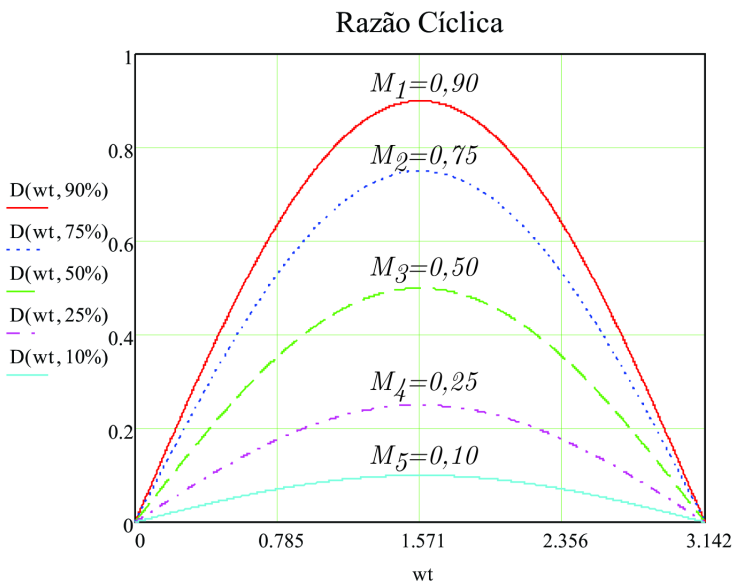
A tensão de saída  $v_o(t)$  pode ser representada pela expressão  $\boxed{v_o(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t)}$ , em que a variável  $V_p$  é o valor de pico da tensão da rede elétrica. Aplicando essa expressão na equação (4.5) e consecutivamente na equação (4.4), é possível encontrar a expressão do valor médio quase instantâneo para a razão cíclica do conversor, conforme ilustra (4.6). Tal equação pode ser definida em função do índice de modulação  $M$  que o conversor estiver operando [37].

$$\boxed{\langle d(\omega t) \rangle_T} = \frac{N_T V_p}{V_{cc}} \text{sen}(\omega t) = \boxed{M \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (4.6)$$

Desenvolvendo-se a análise agora para a etapa complementar no semiciclo negativo de operação, é possível constatar que o mesmo resultado da equação (4.6) é encontrado, somente com o sinal invertido. Procedendo dessa forma para um período completo da rede elétrica, pode-se concluir que a razão cíclica média quase instantânea é dada pela expressão (4.7).

$$\langle d(\omega t) \rangle_T = M \cdot |\text{sen}(\omega t)| \quad (4.7)$$

Na *Figura 52*, estão demonstrados graficamente os resultados encontrados para a razão cíclica do conversor em função do índice de modulação, considerando apenas o semiciclo positivo.



*Figura 52: Gráfico da razão cíclica parametrizado pelo índice de modulação[37]*

#### 4.6.1 INDUTOR DE SAÍDA

Para realizar a determinação do indutor de saída, foi utilizada inicialmente a sua relação Volt-Ampère. Assim, considerando o intervalo de tempo  $dt = \Delta t$  como o tempo entre uma das etapas de operação e a variação de corrente  $di_{L_o}(t) = \Delta I_{L_o}$  como a variação da corrente nesse mesmo intervalo, obtém-se a expressão (4.8)[37].

$$v_{L_o}(t) = L_o \frac{di_{L_o}(t)}{dt} = L_o \frac{\Delta I_{L_o}(t)}{\Delta t} \quad (4.8)$$

Com base na *Figura 51*, pode-se extrair a equação da malha ilustrada para a equação(4.9). Substituindo as variáveis  $v'_{L_o}(t)$ ,  $v_{R'_o}(t)$  e  $v'_o(t)$  por suas respectivas expressões referenciadas ao primário do transformador, encontra-se a equação (4.10).

$$-\langle v_{ab} \rangle_T + v'_{L_o}(t) + v_{R_o}(t) + v'_o(t) = 0 \quad (4.9)$$

$$-\langle v_{ab} \rangle_T + N_T L_o \frac{\Delta I_{L_o}(t)}{\Delta t} + N_T R_o i_{L_o}(t) + N_T v_o(t) = 0 \quad (4.10)$$

Analisando a *Figura 50* e de posse do intervalo de tempo  $\Delta t = d(t) \cdot T/2$  e da sua tensão correspondente  $v_{ab}(t) = V_{cc}$  é possível substituir seus valores na expressão (4.10). Convém lembrar que, como a resistência do indutor de saída é considerada muito pequena, o termo  $N_T R_o i_{L_o}(t)$  pode ser omitido da expressão sem implicar em erros relevantes para a equação final, gerando assim a expressão (4.11)[37].

$$-V_{cc} + N_T L_o \frac{2\Delta I_{L_o}(t)}{d(t)T} + N_T v_o(t) = 0 \quad (4.11)$$

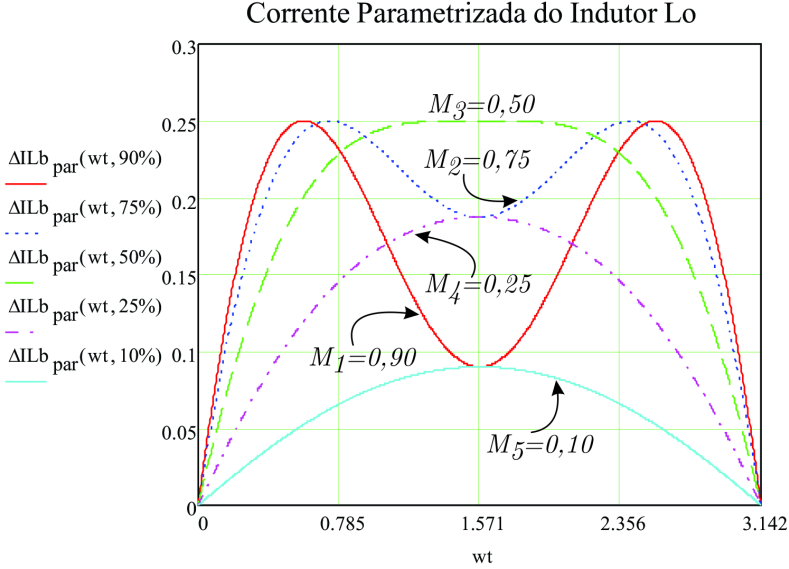
Manipulando-se a equação (4.11), pode-se encontrar sem maiores problemas a expressão (4.12). Aplicando as expressões (4.6) e  $v_o(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t)$  em seu interior encontra-se a mesma expressão em função do índice de modulação do conversor, ilustrada em (4.13).

$$\frac{2N_T L_o f \Delta I_{L_o}(t)}{V_{cc}} = \left[ 1 - \frac{N_T v_o(t)}{V_{cc}} \right] d(t) \quad (4.12)$$

$$\frac{2N_T L_o f \Delta I_{L_o}(\theta)}{V_{cc}} = [1 - M \text{sen}(\omega t)] M \text{sen}(\omega t) \quad (4.13)$$

Assumindo o termo do lado esquerdo como sendo a ondulação de corrente parametrizada  $\overline{\Delta I_{L_o}}(\omega t)$ , a expressão (4.14) é encontrada, gerando o gráfico presente na *Figura 53*. É importante salientar que para o outro semiciclo o comportamento da função é similar ao apresentado[37].

$$\overline{\Delta I}_{L_o}(\omega t) = \frac{2N_T L_o f \Delta I_{L_o}}{V_{cc}} = M \sin(\omega t) - M^2 \sin^2(\omega t) \quad (4.14)$$



*Figura 53: Ondulação da corrente no indutor  $L_o$  parametrizada pelo índice de modulação[37]*

Para determinar o valor da indutância, é necessário realizar seu projeto para a pior condição possível em que ocorra a máxima ondulação parametrizada da corrente. Nessa situação, a derivada da ondulação é nula, conforme ilustra a (4.15).

$$\frac{d\overline{\Delta I}_{L_o}(\omega t)}{d\theta} = \frac{d}{d\theta} [M \sin(\omega t) - M^2 \sin^2(\omega t)] = 0 \quad (4.15)$$

Realizando a derivação e resolvendo a expressão, é possível encontrar dois valores de  $\omega t$  em que ocorre a máxima ondulação de corrente no indutor de saída. Tais valores são ilustrados na expressão (4.16), que depende do índice de modulação do conversor [37].

$$\begin{cases} \omega t = 90^\circ, \text{ para } 0 < M < 0,5 \\ \omega t = \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{2M}\right), \text{ para } 0,5 < M < 1 \end{cases} \quad (4.16)$$

Aplicando os valores de  $\omega t$  encontrados em (4.16) novamente na equação (4.14), pode-se encontrar os valores máximos da corrente parametrizada do indutor de saída em função das duas faixas de índice de modulação, conforme mostra (4.17).

$$\overline{\Delta I}_{L_o \text{ máx}} = \begin{cases} M(1-M), & \text{para } 0 < M < 0,5 \\ 0,25 & , \text{ para } 0,5 < M < 1 \end{cases} \quad (4.17)$$

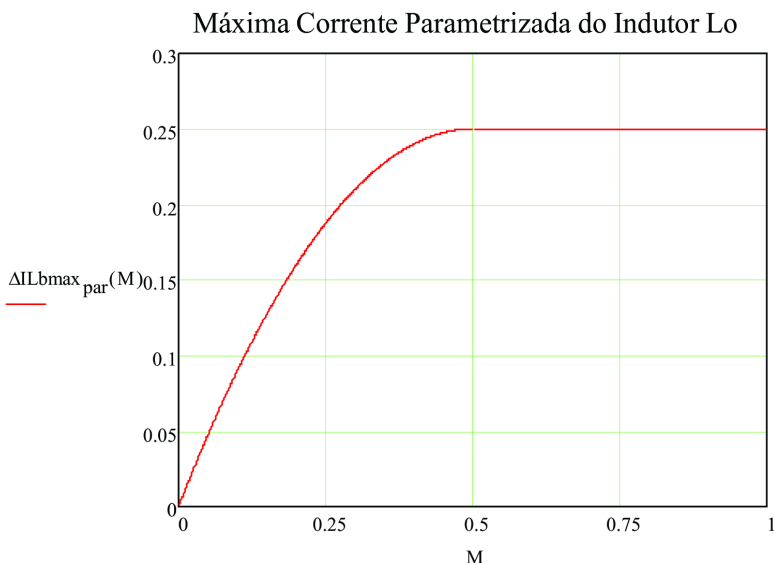


Figura 54: Máxima ondulação da corrente parametrizada[37]

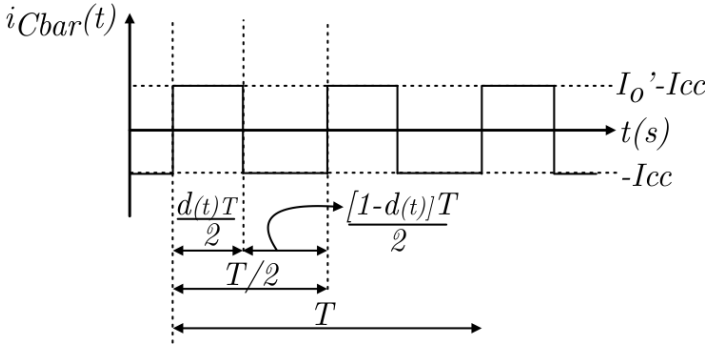
Então, isolando-se o indutor de saída  $L_o$  da equação (4.14) e assumindo  $\overline{\Delta I}_{L_o}(\omega t) = \overline{\Delta I}_{L_o \text{ máx}}$ , é possível encontrar a equação (4.18). E, finalmente, aplicando a expressão (4.17) em (4.18), encontra-se as equações que determinam o valor da indutância de saída em função das duas faixas de índice de modulação em análise e dos parâmetros elétricos do projeto.

$$L_o = \frac{\overline{\Delta I}_{L_o \max} V_{cc}}{2N_T f \Delta I_{L_o}} \quad (4.18)$$

$$L_o = \begin{cases} \frac{M(1-M)V_{cc}}{2N_T f \Delta I_{L_o}}, & \text{para } 0 < M < 0,5 \\ \frac{V_{cc}}{8N_T f \Delta I_{L_o}}, & \text{para } 0,5 < M < 1 \end{cases} \quad (4.19)$$

#### 4.6.2 CAPACITOR DE BARRAMENTO

Para realizar a determinação do capacitor de barramento, é necessário basear-se na forma de onda da corrente  $i_{C_{bar}}(t)$  ilustrada na *Figura 55*. Tal forma de onda é produzida pelas etapas de operação no semiciclo positivo, comandadas pela modulação senoidal *PWM*.



*Figura 55: Corrente do capacitor de barramento em função das etapas de operação no semiciclo positivo*

Utilizando a técnica de modelagem por valores médios quase instantâneos, é possível determinar o valor médio da corrente do capacitor de barramento em relação ao período de comutação ou da portadora, conforme ilustra a expressão (4.20)[37].

$$\boxed{\langle i_{C_{bar}}(t) \rangle_T} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \frac{d(t)T}{2} \cdot (I_o' - I_{cc}) - \frac{(1-d(t))T}{2} \cdot I_{cc} \right] = \boxed{I_o' d(t) - I_{cc}} \quad (4.20)$$



Realizando uma rápida análise em baixa frequência, pode-se constatar que para cada valor de  $t$  ou  $\omega t$  existirão valores distintos para a corrente média quase instantânea no capacitor. Isso resulta do fato de que  $I'_o$  e  $d(t)$  não são constantes em baixa frequência, podendo-se escrever essas variáveis da equação (4.20) em termos de  $\omega t$ , como ilustrado em (4.21)[37].

$$\langle i_{Cbar}(\omega t) \rangle_T = I'_o(\omega t) \langle d(\omega t) \rangle_T - I_{cc} \quad (4.21)$$

Escrevendo a corrente de saída  $I'_o(\omega t)$  referenciada ao secundário do transformador, pode-se encontrar a expressão (4.22).

$$I'_o(\omega t) = \frac{I_o(\omega t)}{N_T} = \frac{I_{op}}{N_T} \text{sen}(\omega t) \quad (4.22)$$

Substituindo as equações (4.6) e (4.22) em (4.21), encontra-se a expressão (4.23), que já descreve a corrente média quase instantânea no capacitor de barramento. Mas para escrevermos essa corrente em função das especificações de projeto é necessário realizar algumas manipulações[37].

$$\langle i_{Cbar}(\omega t) \rangle_T = \frac{M}{N_T} I_{op} \text{sen}^2(\omega t) - I_{cc} \quad (4.23)$$

Considerando as relações escritas em (4.24) e aplicando-as em (4.23), pode-se encontrar a equação (4.25).

$$I_{op} = \frac{2P_o}{V_{sp}}, I_{cc} = \frac{P_o}{V_{cc}}, M = \frac{N_T V_{sp}}{V_{cc}} \quad (4.24)$$

$$\langle i_{Cbar}(\omega t) \rangle_T = \frac{P_o}{V_{cc}} [2\text{sen}^2(\omega t) - 1] \quad (4.25)$$

Aplicando a relação trigonométrica  $\text{sen}^2(\omega t) = \frac{1}{2}[1 - \cos(2\omega t)]$  na equação (4.25), pode-se determinar a expressão da corrente no

capacitor de barramento em função da potência do conversor e da tensão de barramento, conforme mostra (4.26)[37].

$$\langle i_{Cbar}(\omega t) \rangle_T = -\frac{P_o}{V_{cc}} \cos(2\omega t) \quad (4.26)$$

Realizando uma rápida análise na equação (4.26), pode-se concluir que a máxima corrente no capacitor de barramento ocorre quando  $\omega t = 0$  e  $\omega t = \pi$ , gerando a equação (4.27). Assim, a máxima ondulação da corrente no capacitor pode ser determinada pela expressão (4.28)[37].

$$\langle I_{CbarMax} \rangle_T = \frac{P_o}{V_{cc}} \quad (4.27)$$

$$\boxed{\Delta I_{Cbar\_m\acute{a}x} = \frac{P_o}{V_{cc}}} \quad (4.28)$$

Para encontrar a máxima ondulação de tensão aplicada sobre o capacitor de barramento, pode-se lançar mão da equação (4.29), que relaciona a ondulação de tensão do capacitor com sua reatância.

$$\Delta V_{Cbar\_m\acute{a}x} = X_{Cbar} \Delta I_{Cbar\_m\acute{a}x} = \frac{1}{2\pi f_{Cbar} C_{bar}} \cdot \Delta I_{Cbar\_m\acute{a}x} \quad (4.29)$$

Finalmente, assumindo que a frequência  $f_{Cbar} = 2f_{rede}$ , e isolando  $C_{bar}$ , encontra-se a equação final que determina o capacitor de barramento em função dos parâmetros elétricos do projeto[37].

$$\boxed{C_{bar} = \frac{P_o}{4\pi V_{cc} f_{rede} \Delta V_{Cbar\_m\acute{a}x}}} \quad (4.30)$$

### 4.6.3 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

Para realizar a injeção de energia fotovoltaica na rede elétrica, o conversor CC-CA em análise terá como função utilizar a energia disponibilizada pelos painéis solares através do barramento CC e injetá-la na rede elétrica na forma CA, cuja frequência é de  $f_{rede} = 60 \text{ Hz}$ . Para isso, inicialmente serão assumidos alguns parâmetros de projeto, sendo eles:

- ➔ Tensão de barramento:  $V_{bar} = 200 \text{ V}$
- ➔ Tensão de pico no secundário:  $V_{sp} = 311 \text{ V}$
- ➔ Tensão de pico no primário:  $V_{pp} = 155,5 \text{ V}$
- ➔ Potência Nominal:  $P_o = 1 \text{ kW}$
- ➔ Frequência de Comutação:  $f = 20 \text{ kHz}$
- ➔ Ondulação relativa da corrente do indutor  $L_o$ :  $5\%$

De posse desses parâmetros, o projeto dos elementos de potência pode agora ser realizado. Vale a pena informar que será utilizado o módulo *SKS 50F B6U+B2CI 10 V6* da *SEMIKRON* para a realização dos ensaios cuja frequência máxima de operação é de  $20 \text{ kHz}$  e cujo barramento é formado por um banco de capacitores de  $6 \times 680 \mu F = 4080 \mu F$ . Foi assumida uma ondulação relativa na corrente do indutor de  $5\%$ , o que se demonstrou suficiente para um desempenho satisfatório do conversor.

- Relação de transformação do transformador:

$$N_T = \frac{V_{pp}}{V_{sp}} = \frac{155,5}{311} = 0,5$$

- Índice de Modulação:

$$M = \frac{N_T \cdot V_{sp}}{V_{cc}} = \frac{0,5 \cdot 311}{200} = 0,777$$

- Corrente de pico no secundário do transformador:

$$I_{sp} = \frac{2P_o}{V_{sp}} = \frac{2 \cdot 1k}{311} = 6,43A$$

- Corrente de pico no primário do transformador:

$$I_{pp} = \frac{2P_o}{V_{pp}} = \frac{2 \cdot 1k}{155,5} = 12,86A$$

- Corrente de entrada:

$$I_{cc} = \frac{P_o}{V_{cc}} = \frac{1k}{200} = 5A$$

- Indutor de saída:

$$\Delta I_{L_o} = \frac{5}{100} I_{sp} = \frac{5}{100} 6,43 = 0,3215A$$

$$L_o = \frac{V_{cc}}{8N_T f \Delta I_{L_o}} \approx 6,5mH$$

- Capacitor do barramento CC:

Será utilizado o módulo da *SEMIKRON* para a realização dos ensaios, e tal módulo já possui um banco de capacitores de  $4080 \mu F$ , faltando calcular a ondulação relativa da sua tensão.

$$C_{bar} = \frac{P_o}{4\pi V_{cc} f_{rede} \Delta V_{Cbar\_máx}} \therefore 4080 \mu F = \frac{1k}{4\pi \cdot 200 \cdot 60 \cdot \Delta V_{CbarMáx}}$$

$$\Delta V_{CbarMáx} = 1,62V$$

#### 4.6.4 MODELO PARA CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA

Para que o conversor trabalhe com fator de potência unitário, a corrente injetada por ele na rede elétrica deve ter formato senoidal e estar em fase com a tensão imposta pelo SEP. Para isso, deverá ser implementada uma malha fechada de controle da corrente de saída para que o controle possa comandar adequadamente a estrutura. Tal controle

será baseado em uma referência (tensão do SEP) e na medição da corrente injetada.

Portanto, a função de transferência para a malha deverá ter a forma ilustrada pela equação (4.31), em que  $d(t)$  é a razão cíclica de operação dos interruptores e  $i_s(t)$  a corrente de saída do secundário do transformador [37].

$$H_i(s) = \frac{i_s(s)}{d(s)} \quad (4.31)$$

Devido ao fato de todo o fluxo de potência passar pelo transformador, seus parâmetros internos influenciam diretamente a resposta dinâmica do sistema. Isso faz com que a corrente que passa pelo indutor de saída  $L_o$  seja influenciada também pelos parâmetros do transformador.

O objetivo dessa seção é encontrar um modelo para o sistema que descreva com precisão sua resposta dinâmica, lançando para isso uma abordagem mais detalhada do transformador. Tal abordagem agrega as indutâncias de dispersão e as suas respectivas resistências. É claro que se o projeto tiver somente enfoque no regime permanente, o transformador poderá ser modelado por somente um ganho que nada mais é que sua relação de transformação  $N_T$  [37].

Para elaborar um modelo mais detalhado do sistema, a *Figura 56* ilustra o circuito simplificado do sistema com os parâmetros internos do transformador. Vale a pena evidenciar que as indutâncias de dispersão do primário e do secundário são simbolizadas respectivamente por  $L_{dp}$  e  $L_{ds}$ . Já as suas respectivas resistências são simbolizadas por  $R_{Ldp}$  e  $R_{Lds}$ , e a indutância magnetizante é simbolizada por  $L_M$ .

No secundário do transformador, as indutâncias  $L_{ds}$  e  $L_o$  foram associadas em série, formando a indutância série  $L_s$ , assim como as resistências também foram associadas em série, formando a resistência  $R_s$ .

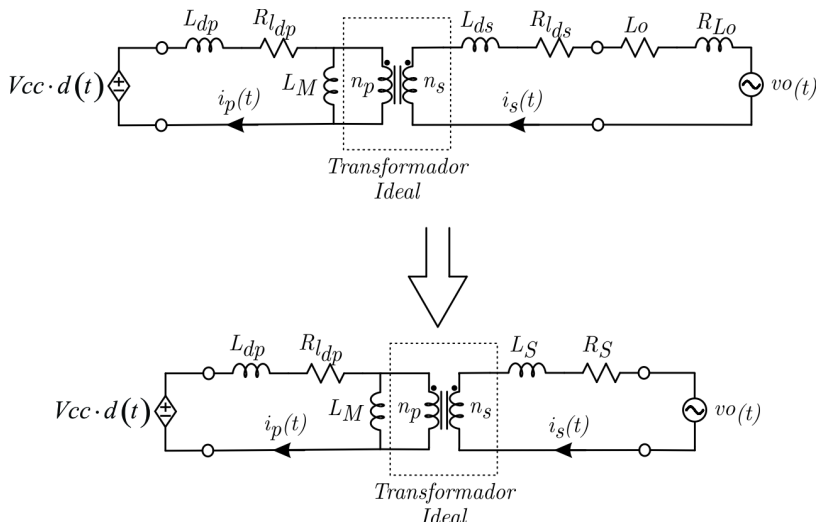


Figura 56: Circuito simplificado do sistema com os parâmetros internos do transformador[37]

Referenciando o circuito ilustrado na Figura 56 em relação ao primário do transformador, encontra-se o circuito da Figura 57, cujas variáveis referenciadas são ilustradas na expressão (4.32).

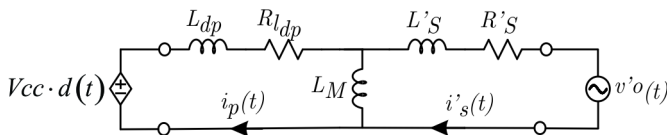


Figura 57: Circuito equivalente referenciado ao primário do transformador[37]

$$\begin{aligned}
 R'_s &= (R_{Lds} + R_{Lo}) N_T^2 \\
 L'_s &= (L_{ds} + L_o) N_T^2 \\
 v'_o(t) &= v_o(t) N_T \\
 i'_s(t) &= \frac{i_s}{N_T}
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

Realizando uma análise sobre as duas malhas presentes no circuito da Figura 57, podem-se encontrar as equações características de cada malha, conforme ilustra a expressão (4.33).

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{cc}d(t) + L_{dp}\frac{di_p(t)}{dt} + R_{Ldp}i_p(t) + L_M\frac{d[i_p(t) - i_s(t)]}{dt} = 0 \\ L_M\frac{d[i_s(t) - i_p(t)]}{dt} + L_s\frac{di_s(t)}{dt} + R_s i_s(t) + v_o(t) = 0 \end{array} \right. \quad (4.33)$$

De posse das duas equações das malhas e considerando o sistema funcionando em regime permanente, é necessário agora assumir que uma pequena perturbação seja injetada na razão cíclica. Essa injeção provoca também perturbações nas correntes primária e secundária do transformador, dadas pela expressão (4.34)[37].

$$\begin{aligned} d(t) &= D + \hat{d}(t) \\ i_p(t) &= I_p + \hat{i}_p(t) \\ i_s(t) &= I_s + \hat{i}_s(t) \\ v_o(t) &= V'_o + \hat{v}_o(t) \end{aligned} \quad (4.34)$$

Vale a pena salientar que, de acordo com a técnica de modelagem por pequenos sinais, as variáveis  $D$ ,  $I_p$ ,  $I_s$  e  $V'_o$  representam as grandezas referentes ao ponto de operação do sistema em regime permanente. Já as variáveis  $\hat{d}(t)$ ,  $\hat{i}_p(t)$ ,  $\hat{i}_s(t)$  e  $\hat{v}_o(t)$  representam as perturbações injetadas em torno desses pontos.

Substituindo as equações presentes na expressão (4.34) nas duas equações das malhas presentes na expressão (4.33) e manipulando as expressões, podem-se encontrar os termos contínuos e alternados expressos em (4.35) e (4.36)[37].

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{cc}D + R_{Ldp}I_p = 0 \\ R_s I_s + V'_o = 0 \end{array} \right. \quad (4.35)$$

$$\begin{cases} -V_{cc}\hat{d}(t) + L_{dp}\frac{d\hat{i}_p(t)}{dt} + R_{Ldp}\hat{i}_p(t) + L_M\frac{d\hat{i}_p(t)}{dt} - L_M\frac{d\hat{i}_s(t)}{dt} = 0 \\ L_M\frac{d\hat{i}_s(t)}{dt} - L_M\frac{d\hat{i}_p(t)}{dt} + L_s\frac{d\hat{i}_s(t)}{dt} + R_s\hat{i}_s(t) + \hat{v}_o(t) = 0 \end{cases} \quad (4.36)$$

Como o período de comutação é muito menor do que o período da rede elétrica, a tensão  $\hat{v}_o(t)$  pode ser considerada constante, fazendo com que  $\hat{v}_o(t)$  seja nulo. Desconsiderando então a variável  $\hat{v}_o(t)$  das equações presentes em (4.36) e passando essas equações para o domínio da frequência, encontram-se as expressões (4.37) e (4.38). Tal procedimento foi realizado através da aplicação das transformadas de Laplace [37].

$$-V_{cc}\hat{d}(s) + sL_{dp}\hat{i}_p(s) + R_{Ldp}\hat{i}_p(s) + sL_M\hat{i}_p(s) - sL_M\hat{i}_s(s) = 0 \quad (4.37)$$

$$sL_M\hat{i}_s(s) - sL_M\hat{i}_p(s) + sL_s\hat{i}_s(s) + R_s\hat{i}_s(s) = 0 \quad (4.38)$$

De posse da equação (4.38), é necessário agora isolar o termo  $\hat{i}_s(s)$  da expressão encontrando a equação (4.39). Essa equação é muito importante, uma vez que relaciona a corrente primária do transformador com sua respectiva corrente do secundário.

$$\hat{i}_s(s) = \frac{sL_M}{s(L_s + L_M) + R_s}\hat{i}_p(s) \quad (4.39)$$

Aplicando as equações presentes na expressão (4.32) em (4.39) e manipulando o resultado, pode-se encontrar finalmente a função de transferência (4.40). Essa expressão relaciona o transformador em termos de entrada e saída através de suas correntes primária e secundária. Tal modelo é expresso na *Figura 58* pelo segundo bloco presente no desenho [37].

$$H_{i_{-2}}(s) = \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{i}_p(s)} = \frac{sN_T L_M}{s[N_T^2(L_{ds} + L_o) + L_M] + N_T^2(R_{Lds} + R_{Lo})} \quad (4.40)$$



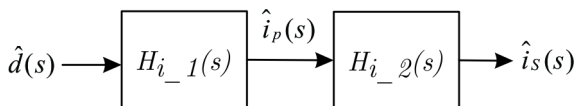


Figura 58: Diagrama de blocos completo do sistema

A resposta de frequência da função de transferência (4.40) é dada pela Figura 59. Observa-se que na frequência da rede elétrica 377 rad/s, o defasamento entre as correntes primárias e secundárias é próximo de zero.

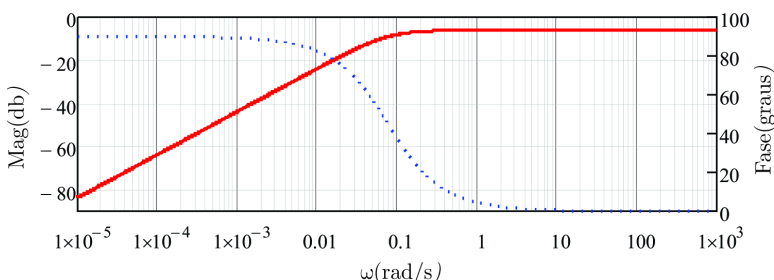


Figura 59: Resposta de frequência da função de transferência  $H_{i\_2}(s)$

Para concluir a modelagem, é necessário agora encontrar a primeira função de transferência que relaciona a razão cíclica  $d(t)$  com a corrente do primário do transformador  $\hat{i}_p(s)$ . Para isso, primeiramente, é preciso substituir a equação (4.39) em (4.37), resultando na equação (4.41).

$$V_{cc} \hat{d}(s) = \hat{i}_p(s) [sL_{dp} + R_{Ldp} + sL_M] - \frac{s^2 L_M^2}{s(L_s + L_M) + R_s} \hat{i}_p(s) \quad (4.41)$$

Utilizando o *software Maple* para manipulações matemáticas, é possível agora substituir as relações presentes em (4.32) e (4.41). Expandindo o resultando final e coletando as variáveis em função do termo laplaciano “s”, obtém-se a equação descrita em (4.42). Tal expressão nada mais é do que o primeiro bloco presente na Figura 58, cujas constantes são detalhadas na expressão (4.43) [37].

$$H_{i-1} = \frac{\hat{i}_p(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{k_1 s + k_2}{k_3 s^2 + k_4 s + k_5} \quad (4.42)$$

$$\begin{cases} k_1 = V_{cc} [N_T^2 (L_{ds} + L_o) + L_M] \\ k_2 = V_{cc} N_T^2 (R_{Lds} + R_{Lo}) \\ k_3 = N_T^2 L_{dp} (L_{ds} + L_o) + L_{dp} L_M + N_T^2 L_M (L_{ds} + L_o) \\ k_4 = N_T^2 R_{Ldp} (L_{ds} + L_o) + R_{Ldp} L_M + N_T^2 (R_{Lds} + R_{Lo}) (L_{dp} + L_M) \\ k_5 = N_T^2 R_{Ldp} (R_{Lds} + R_{Lo}) \end{cases} \quad (4.43)$$

Outra vez, é possível multiplicar as duas funções de transferência (4.40) e (4.42) utilizando o *software Mapple*, conforme ilustra a equação (4.44), resultando na expressão final (4.45). Essa equação representa a função de transferência completa do sistema cujos termos internos são descritos na expressão (4.46) [37].

$$H_i(s) = H_{i-1}(s) \cdot H_{i-2}(s) = \frac{\hat{i}_p(s)}{\hat{d}(s)} \cdot \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{i}_p(s)} = \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}(s)} \quad (4.44)$$

$$H_i(s) = \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{s L_M V_{cc}}{a s^2 + b s + c} \quad (4.45)$$

$$\begin{cases} a = L_{dp} N_T (L_{ds} + L_o) + L_M N_T (L_{ds} + L_o) + \frac{L_M L_{dp}}{N_T} \\ b = R_{Ldp} N_T (L_{ds} + L_o) + N_T (L_{dp} + L_M) (R_{Lds} + R_{Lo}) + \frac{R_{Ldp} L_M}{N_T} \\ c = R_{Ldp} N_T (R_{Lds} + R_{Lo}) \end{cases} \quad (4.46)$$

Para determinar a função de transferência do sistema ideal completo, basta desconsiderar as não idealidades apresentadas do transformador, fazendo  $R_{Ldp} = R_{Lds} = L_{dp} = L_{ds} = 0$  e abrindo a indutância

magnetizante  $L_M = \infty$ . Tal procedimento leva à equação (4.47), que representa o modelo simplificado do sistema [37].

$$H_i(s) = \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{cc}}{sN_T L_o} \quad (4.47)$$

Determinada a planta para controle da corrente de saída em relação à razão cíclica, é possível agora conceber uma estratégia de controle. Sua função será manter a corrente de saída do conversor em fase com a tensão imposta pelo SEP, de forma a colocar a estrutura de potência funcionando com fator de potência unitário.

#### A) Estratégia de controle da corrente de saída

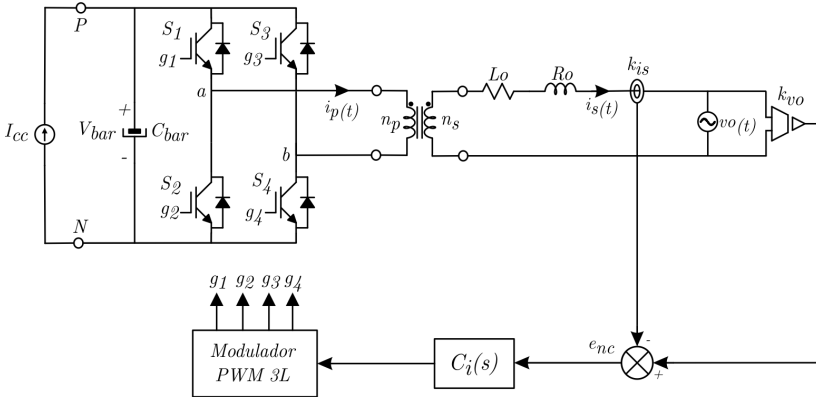
Para realizar a estratégia de controle, é necessário antes de tudo selecionar uma referência. Essa referência será uma amostra da tensão da rede elétrica e trará consigo a informação de sincronismo. Para que então a corrente de saída  $i_s(t)$  esteja em fase com a tensão da rede  $v_o(t)$ , a referência de corrente utilizada será obtida a partir de um sensor de tensão cujo ganho será denotado por  $K_{vo}$  [37].

Para realizar a medição da corrente, será utilizado um sensor de corrente com o intuito de capturar amostras da corrente de saída  $i_s(t)$ . Tal sensor possuirá um ganho, designado por  $k_{is}$ . Para gerar um sinal de erro não compensado que alimentará o compensador, basta realizar a diferença entre a amostra do sensor de tensão e a amostra do sensor corrente de saída, conforme ilustra a equação (4.48) [37].

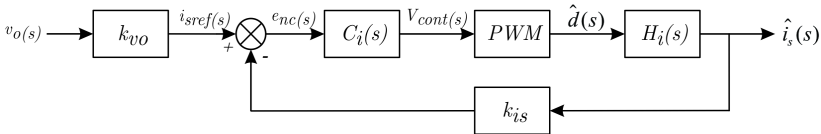
$$\varepsilon_{nc} = k_{vo} v_o(t) - k_{is} i_s(t) \quad (4.48)$$

Aplicando o erro ao compensador  $C_i(s)$ , será gerado um sinal de erro compensado que é resultado da ação de controle do compensador. Tal ação é designada pela variável  $v_{com}(t)$  e poderá ser injetada agora no modulador PWM de três níveis para que ele gere os pulsos de comando dos interruptores. Isso possibilitará ao conversor trabalhar com fator de potência unitário, impondo uma corrente senoidal em sua saída que esteja em fase com a tensão do SEP. A Figura 60 ilustra a malha de controle utilizada, destacando os sensores de tensão e

corrente necessários às medições internas do sistema. Na *Figura 61*, seu respectivo diagrama de blocos para o projeto do compensador  $C_i(s)$  é ilustrado[37].



*Figura 60: Estratégia de controle da corrente e Etapa de potência[37]*



*Figura 61: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de saída[37]*

Vale a pena ressaltar que os ganhos presentes nos blocos  $k_{vo}$  e  $k_{is}$  são disponibilizados pelos catálogos dos fabricantes dos sensores de tensão e corrente a serem utilizados [37].

A planta  $H_i(s)$  é determinada pela equação (4.45) ou (4.47), dependendo do nível de detalhamento a ser assumido para o modelo como um todo. Tal escolha será realizada posteriormente.

Para que o compensador  $C_i(s)$  possa ser projetado, será necessário antes de tudo determinar a função de transferência do modulador *PWM* senoidal a três níveis. Para realizar esse modelo, é preciso analisar primeiramente as formas de onda  $v_{ab}(t)$  da tensão de saída do conversor em relação às duas portadoras  $v_{tri1}(t)$  e  $v_{tri2}(t)$  e a moduladora correspondente  $v_{cont}(t)$ , ilustradas na *Figura 62*[37].

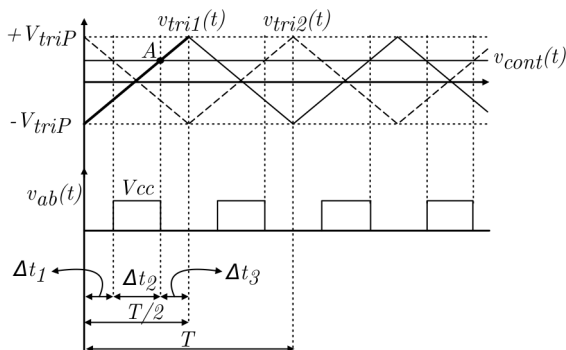


Figura 62: Modulação Senoidal PWM de três níveis[37]

Analisando a reta da portadora  $v_{tril}(t)$  no intervalo  $0 < t < T/2$ , é possível determinar a equação da reta que rege esse comportamento, conforme ilustra a expressão (4.49). Nota-se que no ponto  $A$ , as retas pertencentes à portadora  $v_{tril}(t)$  e a moduladora  $v_{cont}(t)$  possuem o mesmo valor. Logo, pode-se escrever a equação (4.49) na forma apresentada em (4.50).

$$v_{tril}(t) = -V_{trip} + \frac{4V_{trip}}{T}t \quad (4.49)$$

$$v_{cont}(t) = -V_{trip} + \frac{4V_{trip}}{T}(\Delta t_1 + \Delta t_2) \quad (4.50)$$

Verificando-se os intervalos pertencentes a  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  na Figura 50, é possível determinar a soma desses dois intervalos em termos da razão cíclica  $d(t)$ , como mostra a equação (4.51).

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{[1-d(t)]T}{4} + \frac{d(t)T}{2} = \frac{[1+d(t)]T}{4} \quad (4.51)$$

Substituindo a equação (4.51) em (4.50), chega-se à expressão (4.52). Finalmente, isolando-se a relação  $d(t)/v_{cont}(t)$  em (4.52) e passando o resultado para o domínio da frequência, encontra-se a função

de transferência do modulador  $PWM$ , como ilustra a equação final (4.53) [37].

$$v_{cont}(t) = -V_{triP} + \frac{4V_{triP}}{T} \frac{[1-d(t)]T}{4} \quad (4.52)$$

$$PWM(s) = \frac{\hat{d}(s)}{v_{cont}(s)} = \frac{1}{V_{triP}} \quad (4.53)$$

De posse da função de transferência pertencente ao modulador  $PWM$  senoidal de três níveis e de todos os blocos que fazem parte do sistema, pode-se iniciar agora o projeto do controlador  $C_i(s)$ .

#### B) Projeto do compensador da corrente de saída

Para realizar o projeto do compensador de corrente, será necessário primeiramente encontrar a função de transferência de laço aberto do sistema. Essa função realiza o levantamento do comportamento não compensado do sistema, considerado o compensador  $C_i(s)$  com ganho unitário em (4.54). Vale a pena salientar que o projeto do compensador é realizado utilizando o método do domínio da frequência. Realizando o projeto do compensador utilizando a função de transferência de laço aberto, é possível obter o compensador mais adequado para a implementação na malha de corrente [37].

$$FTLA_{i\_nc}(s) = \underbrace{C_i(s)}_1 \cdot PWM \cdot H_i(s) \cdot k_{is} = PWM \cdot H_i(s) \cdot k_{is} \quad (4.54)$$

Analizando a resposta em frequência da *Figura 63* para o modelo simplificado e completo do transformador, constata-se que ambos possuem a mesma frequência de cruzamento. Também se observa uma dinâmica equivalente em alta frequência para esses dois modelos. Sendo assim, o compensador de corrente será projetado para a função de transferência simplificada de  $H_i(s)$  presente na equação (4.47). Tal escolha não provoca significativa perda de informação para o

projeto do compensador. Vale lembrar que o modelo detalhado do transformador foi elaborado de acordo com os parâmetros levantados no ensaio do transformador, presentes no *ANEXO A* da literatura[37], cujos valores são apresentados na expressão (4.55).

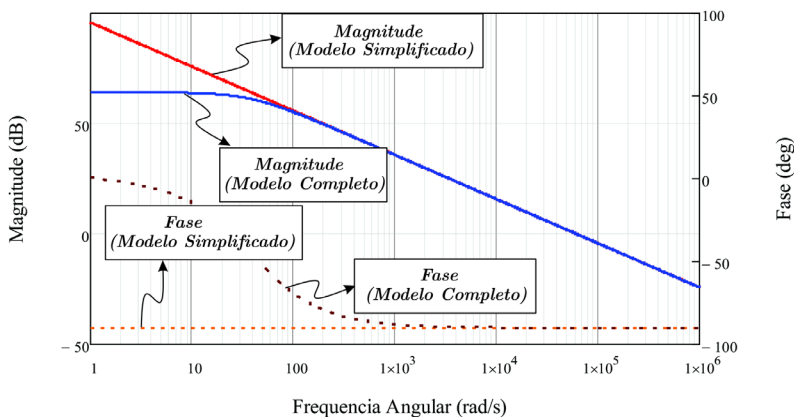


Figura 63: Resposta em frequência dos modelos do transformador: simplificado e completo [37]

$$\begin{aligned}
 L_M &= 400,82 \text{ mH} \\
 L_{dp} &= 106,79 \mu\text{H} \\
 L_{ds} &= 424,84 \mu\text{H} \\
 R_{dp} &= 31,03 \text{ m}\Omega \\
 R_{ds} &= 123,45 \text{ m}\Omega
 \end{aligned} \tag{4.55}$$

Substituindo as equações (4.47) e (4.53) em (4.54), encontra-se a função de transferência de laço aberto não compensada mostrada em (4.56), cujo fator  $K$  é detalhado na equação (4.57).

$$FTLA_{i\_nc}(s) = \frac{V_{cc} k_{is}}{s V_{triP} N_T L_o} = \frac{K}{s} \tag{4.56}$$

$$K = \frac{V_{cc} k_{is}}{V_{triP} N_T L_o} \tag{4.57}$$

Para o projeto do compensador da malha de corrente, será utilizado um controlador do tipo  $PI$ , sendo seu formato básico representado pela equação (4.58). O ganho estático do compensador é dado por  $k_c$  e sua constante de tempo dada por  $\tau_c$  [37].

$$C_i(s) = \frac{k_c(s\tau_c + 1)}{s\tau_c} \quad (4.58)$$

Aplicando a expressão (4.58) na equação da função de transferência de laço aberto não compensada (4.54), é encontrada a função de transferência de laço aberto compensada do sistema dado pela expressão (4.59).

$$FTLA_{i\_c}(s) = C_i(s) \cdot PWM \cdot H_i(s) \cdot k_{is} = \frac{k_c(s\tau_c + 1)}{s\tau_c} \cdot \frac{K}{s} \quad (4.59)$$

$$FTLA_{i\_c}(s) = \frac{K \cdot k_c(s\tau_c + 1)}{s^2 \tau_c}$$

Para determinar as respostas em frequência de magnitude e fase da equação (4.59), é necessário considerar o sistema operando em regime permanente senoidal fazendo o termo  $s = j\omega$ . Dessa forma, é possível obter a expressão (4.60), que pode ser decomposta em duas parcelas referentes ao módulo (4.61) e à fase (4.62) da função de transferência de laço aberto compensado [37].

$$FTLA_{i\_c}(j\omega) = \frac{Kk_c(j\omega\tau_c + 1)}{j^2 \omega^2 \tau_c} \quad (4.60)$$

$$|FTLA_{i\_c}(j\omega)| = \frac{Kk_c \sqrt{1 + \omega^2 \tau_c^2}}{\omega^2 \tau_c} \quad (4.61)$$

$$\angle FTLA_{i\_c}(j\omega) = \tan^{-1}(\omega\tau_c) - 180^\circ \quad (4.62)$$

Para encontrar a equação que determina o ganho estático  $k_c$  do compensador, sabe-se que a frequência de cruzamento ocorre quando a



magnitude da função de transferência apresentada possui ganho unitário, segundo a equação (4.63). Lembra-se que a frequência de cruzamento está diretamente ligada à velocidade de resposta do sistema e inversamente ligada à imunidade de ruídos. Ou seja, quanto maior for a frequência de cruzamento, mais rápida será sua resposta e menos imune a ruídos o sistema vai estar. O contrário também é verdadeiro: quanto menor for a frequência de cruzamento, mais amortecida será a resposta e mais imune a ruídos será o sistema [37].

Então, substituindo a expressão (4.61) em (4.63) e isolando o ganho estático, obtém-se a equação que determina seu valor, como ilustrado em (4.64).

$$\left| FTLA_{i\_c}(j\omega) \right|_{\omega=\omega_c} = 1 \quad (4.63)$$

$$\boxed{k_c} = \frac{\omega_c^2 \tau_c}{K \sqrt{1 + \omega_c^2 \tau_c^2}} = \frac{\omega_c^2 \tau_c V_{trip} N_T L_o}{V_{cc} k_{is} \sqrt{1 + \omega_c^2 \tau_c^2}} \quad (4.64)$$

Para determinar a constante de tempo  $\tau_c$  do compensador, deve ser lembrado que a margem de fase  $M\varphi$  é dada pela diferença entre o limite da inversão de fase e a resposta de fase, como mostrado em (4.65). Para encontrar então  $\tau_c$ , basta substituir a expressão (4.62) em (4.65) e isolar  $\tau_c$ , resultando na equação (4.66) [37].

$$M\varphi = 180^\circ + \angle FTLA_{i\_c}(j\omega)$$

(4.65)

$$\boxed{\tau_{ci} = \frac{tg(M\varphi)}{\omega_c}} \quad (4.66)$$

Com o intuito de atenuar as componentes de frequência elevadas, é necessário agora assumir que a frequência de cruzamento do compensador está uma década abaixo da frequência de comutação. Como a frequência de comutação é de 20 kHz, a frequência de cruzamento será alocada em 2,0 kHz ou  $\boxed{\omega_c = 12,57 \cdot 10^3 \text{ rad/s}}$ .

Outro parâmetro a ser assumido é a margem de fase, que segundo a metodologia de projeto de controle deve estar alocada em torno de  $M\varphi = 60^\circ$ . Isso garante boa estabilidade e boa resposta dinâmica. Assim, é possível determinar a constante de tempo e o ganho estático do controlador de acordo com as equações (4.64) e (4.66) e os parâmetros elétricos calculados anteriormente.

$$\boxed{\tau_{ci}} = \frac{tg(M\varphi)}{\omega_c} = \frac{tg(60^\circ)}{12,57 \cdot 10^3} = \boxed{137,8 \mu s}$$

$$\boxed{k_c} = \frac{\omega_c^2 \tau_c V_{trip} N_T L_o}{V_{cc} k_{is} \sqrt{1 + \omega_c^2 \tau_c^2}} = \boxed{17,06}$$

Finalmente, a função de transferência no domínio da frequência do compensador de corrente fica definida conforme a equação (4.67).

$$C_i(s) = \frac{17,06(s + 7257)}{s} \quad (4.67)$$

Para obtenção das funções de transferência do compensador no domínio discreto, foi utilizada a aproximação de *Tustin* para discretização, também conhecida como método bilinear. Esse método baseia-se em substituir a variável “s” pela expressão correspondente(4.68), originando a respectiva função no domínio discreto(4.69). A frequência de amostragem  $Fa$  do DSP na qual o compensador está sendo executado é de  $40 \text{ kHz}/39$ .

$$s = \frac{2}{Ta} \cdot \left( \frac{z-1}{z+1} \right) = 2 \cdot Fa \cdot \left( \frac{z-1}{z+1} \right) \quad (4.68)$$

$$C_i(z) = 18,61 \cdot \left( \frac{z-0,8334}{z-1} \right) \quad (4.69)$$

A equação das diferenças para o compensador  $C_i(z)$  a ser implementada no DSP é dada abaixo.

$$u(k) = 18,61 \cdot e(k) - 15,51 \cdot e(k-1) + u(k-1) \quad (4.70)$$

#### 4.6.5 MODELO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE BARRAMENTO

A estratégia para o controle da tensão de barramento baseia-se em utilizar a ação do compensador de tensão para alterar a referência da corrente de saída. Isso faz com que o conversor injete na rede elétrica mais ou menos corrente, realizando um balanço de potência entre a sua entrada e a sua saída. Procedendo dessa forma, o controle consegue regular a tensão do barramento.

Se a tensão do barramento sofrer uma queda, a ação do controle será a de reduzir a potência injetada, fazendo com que a tensão do barramento suba novamente, assumindo o valor da referência. Se, por outro lado, a tensão do barramento subir, a ação do controle será a de aumentar a potência injetada, fazendo com que a tensão do barramento desça novamente, assumindo o valor da referência[37].

A *Figura 64* ilustra o estágio de potência juntamente com a posição dos blocos de comando da malha de tensão e corrente. Na *Figura 65*, é ilustrado o diagrama de blocos dessas duas malhas.

É importante lembrar que a malha da corrente de saída é interna à malha da tensão do barramento e possui uma dinâmica mais rápida. Portanto, quando a malha de tensão sofre um transitório, a malha de corrente alcança sua referência mais rapidamente. Isso faz com que a malha de corrente vista pela malha de tensão possa ser considerada simplesmente como um ganho. Tal ganho é calculado aplicando o valor dado pelo Teorema do Valor Final à função de transferência da malha fechada para controle da corrente de saída[37].

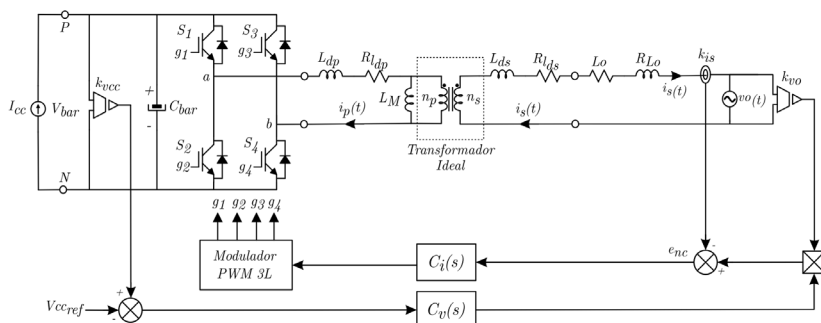


Figura 64: Etapa de potência do conversor juntamente com malhas de controle da tensão do barramento e corrente de saída[37]

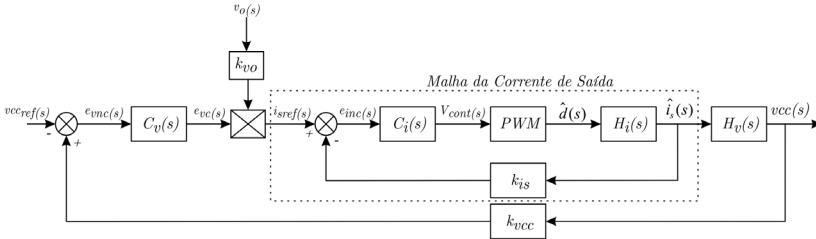


Figura 65: Diagrama de blocos das malhas de controle da tensão do barramento e corrente de saída[37]

Analisando a Figura 65, é possível encontrar a função de transferência de malha fechada  $FTMF_i(s)$  para controle da corrente de saída, dada pela expressão (4.71). Aplicando então as equações (4.53), (4.47) e (4.67) em (4.71) e isolando em termos de  $\hat{i}_s(s)$ , obtém-se a expressão (4.72).

$$FTMF_i(s) = \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{i}_{sref}(s)} = \frac{PWM \cdot H_i(s) \cdot C_i(s)}{1 + PWM \cdot H_i(s) \cdot C_i(s) \cdot k_{is}} \quad (4.71)$$

$$\hat{i}_s(s) = \frac{sV_{cc}k_{ci}\tau_{ci} + V_{cc}k_{ci}}{s^2V_{trip}N_TL_o\tau_{ci} + sV_{cc}k_{ci}k_{is}\tau_{ci} + V_{cc}k_{ci}k_{is}} \hat{i}_{sref}(s) \quad (4.72)$$

Considerando então a entrada  $\hat{i}_{sref}(s)$  como sendo uma entrada em degrau e aplicando o Teorema do Valor Final, pode-se encontrar o ganho da função para o regime permanente, como dado na equação (4.73). De posse da equação (4.73), é possível desenhar um diagrama de blocos simplificado, mostrado na Figura 66 [37].

$$\boxed{\hat{i}_{sRP}} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \left( \frac{1}{s} \right) \cdot \left( \frac{sV_{cc}k_{ci}\tau_{ci} + V_{cc}k_{ci}}{s^2V_{trip}N_TL_o\tau_{ci} + sV_{cc}k_{ci}k_{is}\tau_{ci} + V_{cc}k_{ci}k_{is}} \right) = \boxed{\frac{1}{k_{is}}} \quad (4.73)$$

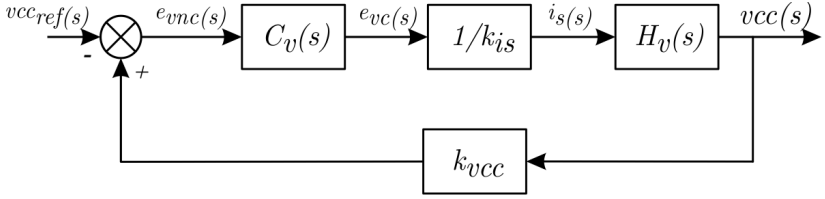


Figura 66: Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da corrente de saída e da tensão de barramento[37]

Uma vez encontrada a função de transferência da malha de corrente para o regime permanente, é necessário determinar a função de transferência  $H_v(s)$  que relaciona a tensão do barramento com o pico da corrente injetada pelo conversor. Uma forma usual de controlar a tensão do barramento é realizando o balanço de potência dado em (4.74). Desenvolvendo a expressão e isolando-a em função de  $I_{sp}$ , obtém-se a equação (4.75).

$$P_{in} = P_o \quad (4.74)$$

$$I_{sp} = \frac{2V_{cc}}{V_{sp}} I_{cc} \quad (4.75)$$

Analisando melhor a equação (4.75), é possível concluir que o pico da corrente de saída é diretamente proporcional à corrente de barramento  $I_{cc}$ . Isso porque a tensão de pico de saída  $V_{sp}$  é fixada pelo sistema elétrico e  $V_{cc}$  é mantida constante pela malha de controle de tensão, fazendo com que a relação  $(2V_{cc})/V_{sp}$  seja constante[37].

Para realizar o levantamento da função de transferência de  $H_v(s)$ , é necessário encontrar a equação da dinâmica do capacitor de barramento:

$$\hat{i}_{cc}(t) = C_{bar} \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} \quad (4.76)$$

$$\boxed{\hat{i}_{cc}(s) = sC_{bar} \hat{v}_{cc}(s)}$$

Isolando-se a relação  $\hat{v}_{cc}(s)/\hat{i}_{cc}(s)$  em (4.76) e aplicando a expressão (4.75), é possível obter a função de transferência completa de

$H_v(s)$  que relaciona a tensão de barramento  $\hat{v}_{cc}(s)$  com a corrente de pico de saída:

$$\boxed{H_v(s)} = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{sp}(s)} = \frac{V_{sp}}{s(2C_{bar}V_{cc})} \quad (4.77)$$

Para realizar o projeto do compensador da malha de tensão do barramento, é necessário determinar a função de transferência de laço aberto do sistema não compensado. Para isso, o compensador de tensão é assumido como tendo ganho unitário, como ilustrado em (4.78)[37].

$$\boxed{FTLA_{vcc\_nc}(s)} = \underbrace{C_v(s)}_1 \cdot \left( \frac{1}{k_{is}} \right) \cdot H_v(s) \cdot k_{vec} = \frac{k_{vec}V_{sp}}{s \cdot (2k_{is}C_{bar}V_{cc})} \quad (4.78)$$

A partir disso, fica fácil notar a semelhança entre a função de transferência de laço aberto da malha de tensão  $FTLA_{vcc\_nc}(s)$  e a função de transferência de laço aberto da malha de controle  $FTLA_{i\_nc}(s)$ . Isso indica o uso de um controlador PI para o controle da tensão de barramento. As expressões que determinam seu ganho estático  $k_c$  e sua constante de tempo  $\tau_c$  são ilustradas nas equações abaixo[37].

$$\tau_c = \frac{tg(M\varphi)}{\omega_c} \quad (4.79)$$

$$k_c = \frac{2\omega_c^2 \tau_c k_{is} C_{bar} V_{cc}^2}{V_{sp} \sqrt{1 + \omega_c^2 \tau_c^2}} \quad (4.80)$$

Assumindo então para a malha de tensão uma frequência de cruzamento situada uma década abaixo da frequência da rede, há um desacoplamento entre essas duas malhas. Sendo assim, a frequência de cruzamento é dada por  $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot 6 = 37,7 \text{ rad/s}$  e a margem de fase por  $M\varphi = 60^\circ$ .

Realizando os cálculos presentes nas expressões (4.79) e (4.80), pode-se determinar o valor numérico da constante de tempo e do ganho estático do controlador *PI*.

$$\tau_c = \frac{\text{tg}(M\varphi)}{\omega_c} = \frac{\text{tg}(60^\circ)}{37,7} = 46m$$

$$k_c = \frac{2\omega_c^2 \tau_c k_{is} C_{bar} V_{cc}^2}{V_{sp} \sqrt{1 + \omega_c^2 \tau_c^2}} = 5,33$$

Finalizando, a função de transferência do compensador da malha da tensão de barramento é dada por:

$$C_v(s) = \frac{5,33 \cdot (s + 21,7)}{s} \quad (4.81)$$

Para a obtenção das funções de transferência do compensador no domínio discreto, foi utilizada a aproximação de *Tustin* para a discretização, também conhecida como método bilinear. Assim, pode-se encontrar a respectiva função no domínio discreto utilizando uma frequência de amostragem de  $40 \text{ kHz}$ , conforme ilustra a expressão (4.82) [39].

$$C_v(z) = 5,33145 \cdot \left( \frac{z - 0,99946}{z - 1} \right)$$

(4.82)

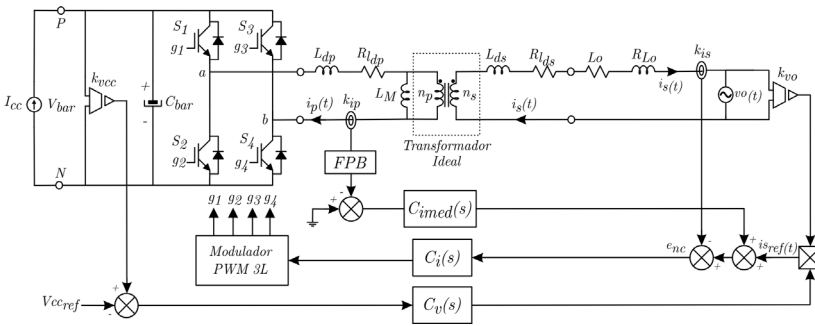
A equação das diferenças para o compensador  $C_v(z)$  a ser implementada no DSP é dada por:

$$u(k) = 5,33145 \cdot e(k) - 5,32855 \cdot e(k-1) + u(k-1) \quad (4.83)$$

#### 4.6.6 MODELO PARA CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA NO PRIMÁRIO

Devido às discrepâncias paramétricas presente nos interruptores da ponte de potência, é possível o surgimento de uma componente média na corrente de primário do transformador, uma vez que a estrutura é conectada em um barramento CC. Se essa componente não for atenuada por meio de uma malha extra de controle, ela pode levar o transformador à saturação por meio da queda da indutância magnetizante.

Se essa malha não for implementada, a corrente média pode ser reforçada pela ação integradora do compensador da corrente, que o integra durante o regime transitório. Mas durante o regime permanente, seu valor fica armazenado no compensador de corrente, fazendo com que cresça mais e mais até a atuação das proteções de corrente. A *Figura 67* ilustra a aplicação da malha de controle da corrente média, juntamente com a malha da corrente de saída e tensão de barramento[37].



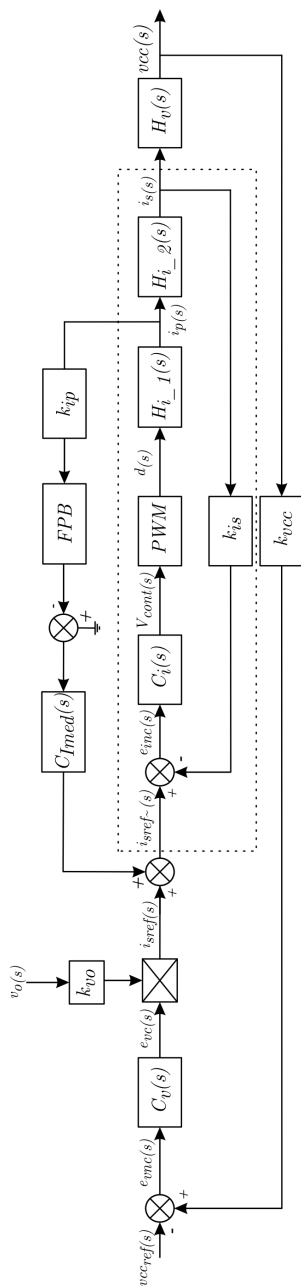
*Figura 67: Estrutura de potência e diagrama de blocos do sistema completo[37]*

Através do sensor de corrente  $k_{ip}$ , a corrente do primário é medida e injetada em um filtro passa-baixas sintonizado em  $1\text{ Hz}$ . Esse filtro permite que apenas a componente média da corrente no primário seja comparada com a referência dessa malha.

Na saída do comparador, é disponibilizado o erro da corrente média não compensada  $\varepsilon_{ipmed\_nc}$ . Esse erro obtido é injetado no compensador  $C_{imed}(s)$  para a obtenção do erro de corrente média compensado  $\varepsilon_{ipmed\_c}$ . Tal erro, por sua vez, é somado à referência de corrente  $i_{sref}(t)$  para retirada da informação da componente média presente na malha da corrente de saída.

Tendo a *Figura 67* em vista, é obtido o diagrama de blocos completo do sistema, com a malha de controle da corrente média, juntamente com a malha de controle da corrente de saída e tensão de barramento, ilustrado na *Figura 68* [37].





*Figura 68: Diagrama de blocos completo do sistema[37]*

Simplificando a malha para controle da corrente de saída em destaque por um único bloco, encontra-se um diagrama de blocos simplificado conforme a equação (4.84) e a Figura 69. Vale a pena salientar que a malha de corrente de saída simplificada é interna à malha de controle da corrente média [37].

$$FTMF(s) = \frac{i_p(s)}{i_{sref}(s)} = \frac{C_i(s) \cdot PWM \cdot H_{i-1}(s)}{1 + C_i(s) \cdot PWM \cdot H_{i-1}(s) \cdot H_{i-2}(s) \cdot k_{is}} \quad (4.84)$$

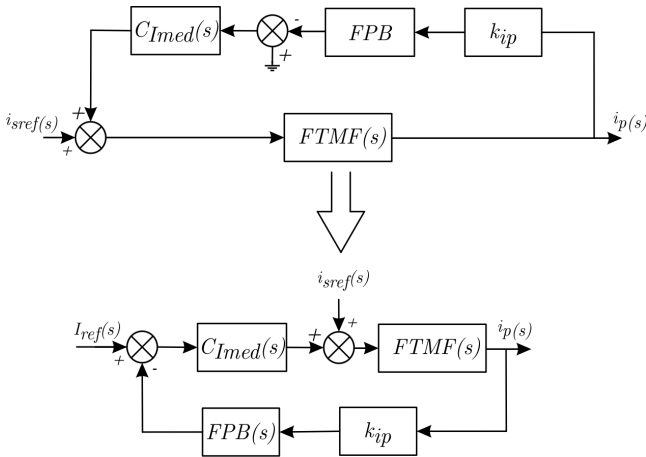


Figura 69: Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da corrente de saída [37]

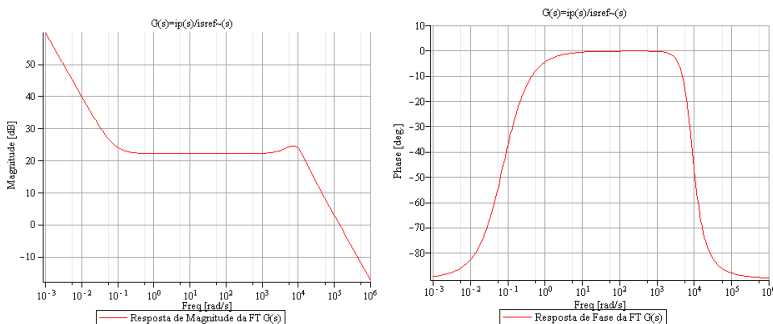
Para encontrar a função de transferência  $i_p(s)/I_{ref}(s)$ , é necessário considerar nula a entrada  $i_{sref}(s)$ , pois devido à presença de um filtro passa-baixas na malha de realimentação, as perturbações presentes na corrente de saída são completamente atenuadas [37].

Antes de entrar no dimensionamento do compensador dessa malha de controle, é necessário determinar a função de transferência  $FTMF(s)$ ,  $k_{ip}$  e  $FPB(s)$  para que os parâmetros do compensador possam ser determinados.

Para encontrar a função de transferência  $FTMF(s)$ , foi necessário utilizar o software *Maple* para a manipulação matemática. As expressões (4.67), (4.53), (4.42) e (4.40) foram aplicadas na equação

(4.84) de forma a obter a equação (4.85) e a resposta de frequência mostrada na *Figura 70*.

$$FTMF(s) = \frac{1,14 \cdot 10^7 \cdot (s + 7257) \cdot (4,02 \cdot 10^7 \cdot s + 3,08 \cdot 10^6)}{s \cdot (3,26 \cdot 10^9 \cdot s^2 + 3,56 \cdot 10^{13} \cdot s + 2,57 \cdot 10^{17})} \quad (4.85)$$



*Figura 70: Resposta de frequência para a FTMF(s)*

O filtro passa-baixas utilizado será de segunda ordem para proporcionar considerável atenuação na faixa da frequência da rede elétrica. Assumindo um coeficiente de amortecimento de  $\zeta = 0.707$  e frequência de corte de  $\omega_c = 6.28 \text{ rad/s} = 1 \text{ Hz}$ , é possível encontrar a função de transferência utilizada do filtro:

$$FPB(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} = \frac{39,4}{s^2 + 8,88s + 39,4} \quad (4.86)$$

Passando essa expressão para o domínio discreto empregando o comando “c2d” do MATLAB obtém-se a equação (4.87). Foi utilizado para isso o método bilinear com frequência de amostragem de  $1,0 \text{ kHz}$ . Passando-a novamente para a equação das diferenças, tem-se a equação (4.88) para posterior implementação no DSP. Vale a pena lembrar que a dinâmica da malha da corrente média é muito mais lenta que a dinâmica da malha da tensão de barramento [37].

$$FPB(z) = \frac{9,806 \cdot 10^{-6} \cdot z^2 + 1,961 \cdot 10^{-5} \cdot z + 9,806 \cdot 10^{-6}}{z^2 - 1,991 \cdot z + 0,9912} \quad (4.87)$$

$$u(k) = 9,806 \cdot 10^{-6} \cdot e(k) + 1,961 \cdot 10^{-5} \cdot e(k-1) + 9,806 \cdot 10^{-6} \cdot e(k-2) \\ + 1,991 \cdot u(k-1) - 0,9912 \cdot u(k-2) \quad (4.88)$$

Para a determinação do ganho do sensor de corrente que irá mensurar a corrente no primário do transformador, é necessário normalizar sua medição pelo valor de pico da corrente do primário, conforme ilustra a equação (4.89).

$$k_{ip} = \frac{1}{12,86} \quad (4.89)$$

De posse da função de transferência de malha fechada  $FTMF(s)$  e do filtro passa-baixas  $FPB(s)$ , é possível determinar a função de transferência de laço aberto não compensada  $FTLA_{Imed\_nc}(s)$ . Realizando o cálculo da expressão (4.90) e retirando sua resposta em frequência, podem-se encontrar as curvas presentes na Figura 71, em que a frequência de cruzamento é da ordem de  $\omega_c = 2\text{rad/s} = 0,32\text{Hz}$  [37].

$$FTLA_{Imed\_nc}(s) = k_{ip} \cdot FTMF(s) \cdot FPB(s) \quad (4.90)$$

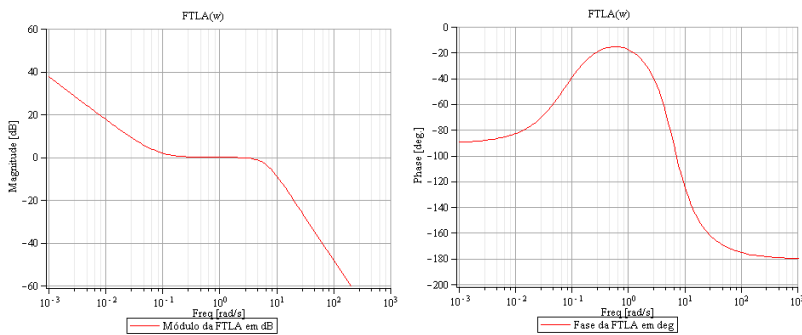


Figura 71: Resposta em frequência para  $FTLA$  não compensada

Para tornar a resposta dessa malha um pouco mais rápida, é necessário projetar o compensador  $PI$  de forma a injetar um polo extra e

com isso aumentar a banda passante atual da  $FTLA_{lmed\_nc}(s)$ . Esse procedimento torna a resposta da malha um pouco mais rápida. Para isso, assume-se uma frequência de cruzamento de  $f_c = 6,28 \text{ rad/s} = 1 \text{ Hz}$  e uma margem de fase de  $M\varphi = 60^\circ$ , encontrando assim a expressão (4.91), que determina a função de transferência do compensador PI [37].

$$C_{lmed}(s) = 1,23 \frac{(s + 3,56)}{s} \quad (4.91)$$

A expressão (4.92) determina a função de transferência no domínio discreto com frequência de amostragem de  $40 \text{ kHz}$ , juntamente com sua respectiva equação das diferenças em (4.93) para posterior implementação no DSP.

$$C_{lmed}(z) = 1,230055 \cdot \left( \frac{z - 0,9999106}{z - 1} \right)$$

(4.92)

$$u(k) = 1,230055 \cdot e(k) - 1,229945 \cdot e(k-1) + u(k-1) \quad (4.93)$$

De posse do compensador da malha de corrente média, é possível determinar a função de transferência de laço aberto compensada, como ilustra (4.94). A Figura 72 apresenta a resposta em frequência para a expressão  $FTLA_{lmed\_c}(s)$  e o detalhe para a frequência de cruzamento e a margem de fase encontradas.

$$FTLA_{lmed\_c}(s) = C_{lmed}(s) \cdot k_{ip} \cdot FTMF(s) \cdot FPB(s) \quad (4.94)$$

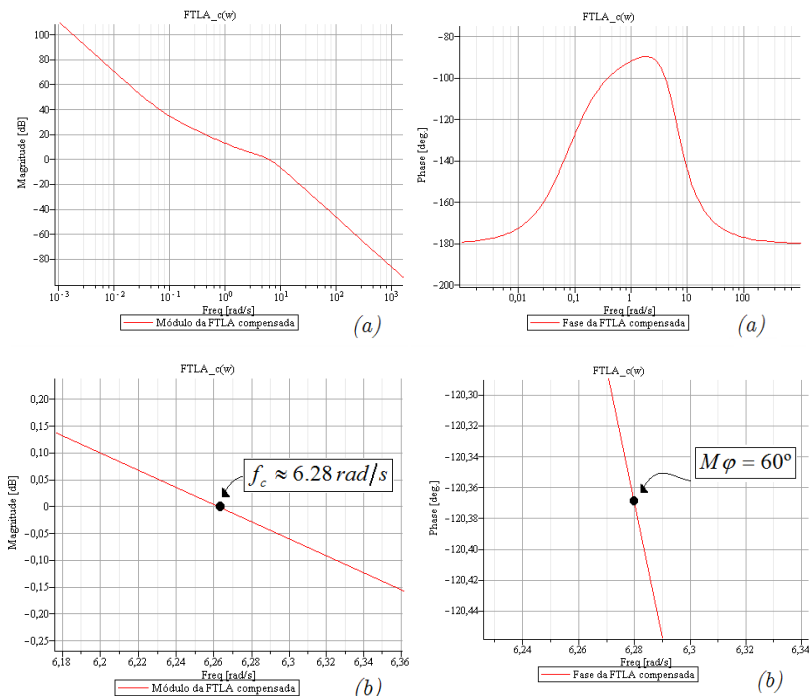


Figura 72: Resposta em frequência para a FTLA compensada (a); Detalhe da frequência de corte e margem de fase (b).

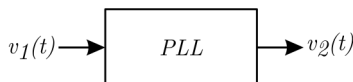
#### 4.7 MALHA DE TRAVAMENTO DE FASE (PLL)

Para as proteções de subfrequência e sobrefrequência utilizadas no método AI, será utilizado um PLL para o reconhecimento da frequência da tensão da rede elétrica.

Os dispositivos *PLL* são sistemas controlados que tentam gerar um sinal de saída cuja fase é relacionada com a fase do sinal de referência da entrada. Esse processo é chamado de sincronização. Quando o *PLL* atinge o regime permanente, seu sinal de saída fica sincronizado em frequência e fase com o sinal de entrada, realizando assim seu travamento (*lock*). Seu algoritmo pode ser implementado tanto em hardware como também em software.

Em hardware, os *PLL*'s são conhecidos como dispositivos físicos que se destinam à realização do sincronismo em circuitos integrados e discretos. Em software, são implementados por meio de algoritmos que emulam seu funcionamento.

Inicialmente, pode-se definir o *PLL* com suas respectivas entrada e saída conforme ilustrado na *Figura 73*. Na expressão (4.95), são mostrados seus sinais de entrada e saída nas formas retangular e polar.



*Figura 73: Dispositivo PLL com sua entrada e sua saída*

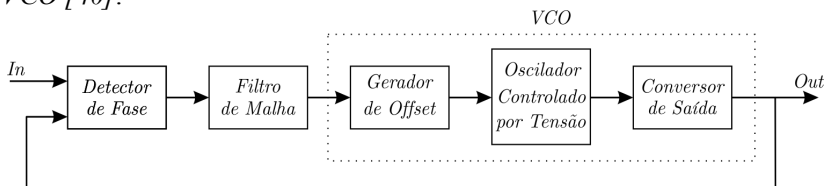
$$\begin{aligned} v_{1(t)} &= \boxed{v_{1\alpha}} + j \cdot \boxed{v_{1\beta}} = \boxed{V_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t + \phi_1)} + j \cdot \boxed{V_1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t + \phi_1)} \\ v_{2(t)} &= \boxed{v_{2\alpha}} + j \cdot \boxed{v_{2\beta}} = \boxed{V_2 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t + \phi_2)} + j \cdot \boxed{V_2 \cdot \sin(\omega_2 \cdot t + \phi_2)} \end{aligned} \quad (4.95)$$

A estrutura básica de um *PLL* é ilustrada na *Figura 74* e é dividida em três estágios: detector de fase, filtro de malha e oscilador controlado por tensão (*VCO*).

No primeiro estágio, localizado na entrada do *PLL*, o detector de fase tem como função gerar um sinal que seja proporcional à diferença de fase entre as duas entradas.

O segundo estágio é responsável por atenuar componentes de alta frequência que são gerados pelo sinal de saída do detector de fase, melhorando assim a resposta dinâmica do algoritmo. O sinal filtrado disponibilizado pelo estágio de filtro de malha é então injetado no terceiro estágio.

No terceiro estágio, o oscilador controlado por tensão (*VCO*) gera um sinal senoidal em sua saída cujas frequência e fase são função de sua tensão de entrada. Para realizar essa tarefa, o oscilador possui três estágios internos: o gerador de offset, o oscilador controlado por tensão propriamente dito e um conversor de unidades localizado na saída do *VCO* [40].

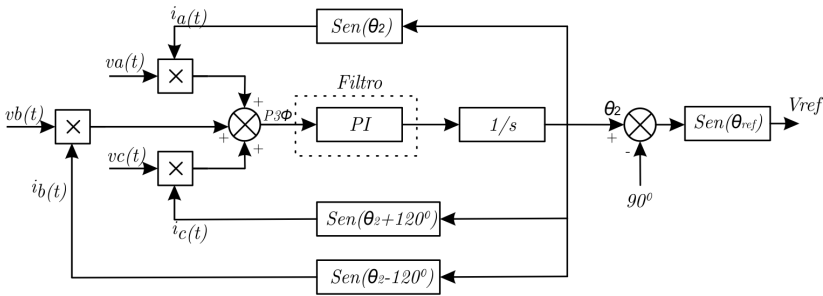


*Figura 74: Diagrama de blocos do PLL*

Para a realização deste trabalho, é necessário implementar o *PLL* numa configuração monofásica para que ele consiga reproduzir o

sincronismo de acordo com a tensão na saída do conversor. Segundo a literatura, existem diversos métodos de realização de um *PLL* monofásico. O método utilizado para este trabalho baseia-se na teoria das potências ativas ( $p$ ) e reativas ( $q$ ) instantâneas [41].

A dedução do *PLL* monofásico torna-se bastante simples se for analisada primeiramente a dedução de sua versão trifásica. A *Figura 75* mostra um *PLL* trifásico em que as três tensões são obtidas através do sistema elétrico. Já suas correntes são deduzidas matematicamente no interior do *PLL* através do uso dos blocos de seno.



*Figura 75: Diagrama de blocos do PLL trifásico [39]*

Podem-se definir as tensões trifásicas pela expressão (4.96), em que se considera o sistema trifásico balanceado e com tensões senoidais sem a presença de harmônicos. Já suas correntes sintetizadas pelos blocos de seno são dadas em (4.97). O ângulo  $\theta_1(t)$  representa o ângulo variante no tempo da tensão na fase A, enquanto que  $\theta_2(t)$  é o ângulo variante no tempo da corrente na fase A.

$$\begin{aligned} V_{a(t)} &= A \cdot \text{sen}(\theta_{1(t)}) \\ V_{b(t)} &= A \cdot \text{sen}(\theta_{1(t)} - 120^\circ) \\ V_{c(t)} &= A \cdot \text{sen}(\theta_{1(t)} + 120^\circ) \end{aligned} \quad (4.96)$$

$$\begin{aligned} i_{a(t)} &= B \cdot \text{sen}(\theta_{2(t)}) \\ i_{b(t)} &= B \cdot \text{sen}(\theta_{2(t)} - 120^\circ) \\ i_{c(t)} &= B \cdot \text{sen}(\theta_{2(t)} + 120^\circ) \end{aligned} \quad (4.97)$$

Então, a partir das expressões (4.96) e (4.97), obtém-se a expressão da potência trifásica em seu formato reduzido:



$$P3\phi(t) = va(t) \cdot ia(t) + vb(t) \cdot ib(t) + vc(t) \cdot ic(t) \quad (4.98)$$

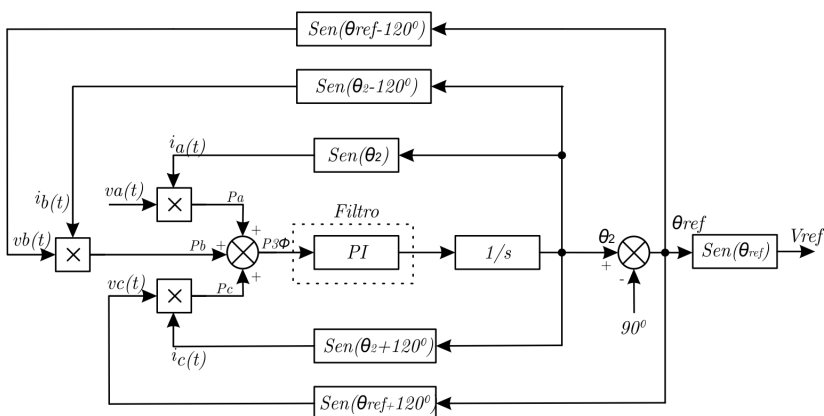
$$P3\phi(t) = \frac{3}{2} \cdot A \cdot B \cdot \cos(\theta_{1(t)} - \theta_{2(t)}) \quad (4.99)$$

Observando a *Figura 75*, pode-se concluir que a ação do compensador PI é a de anular sua variável de entrada, ou seja,  $P3\phi(t)$ . Isso ocorre somente quando os respectivos ângulos das tensões e das correntes estiverem em quadratura. Ou seja, baseado na equação (4.99), pode-se concluir que existem somente dois casos em que  $P3\phi(t)$  pode ser nula.

O primeiro caso ocorre quando  $\theta_{1(t)}$  está adiantado de  $90^\circ$  de  $\theta_{2(t)}$  e o segundo caso ocorre quando se encontra atrasado de  $90^\circ$ .

No momento da implementação do PLL no DSP, um cuidado deve ser tomado com a variável que irá alocar o valor de  $\theta_{2(t)}$ , pois ela deve ser inicializada a cada  $2\pi$  radianos. Esse procedimento evita que o seu valor cause *overflow* nos registros do DSP, uma vez que o resultado para uma constante é uma rampa [39].

Para deduzir então o PLL monofásico, deve-se primeiramente emular as tensões  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$  que eram obtidas diretamente do sistema trifásico a partir do ângulo  $\theta_{ref}$ , como ilustra a *Figura 76*.



*Figura 76: Circuito PLL monofásico genérico [39]*

Obtendo-se a expressão  $P_b + P_c$ , é possível encontrar um modelo do PLL simplificado em que apenas duas realimentações são utilizadas

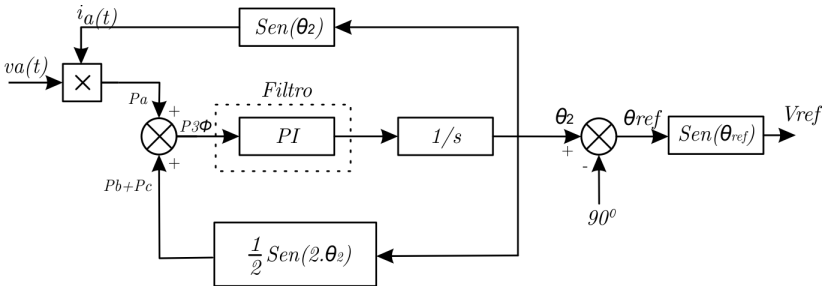
em vez das cinco realimentações ilustradas na *Figura 76*. Esse procedimento torna o modelo mais otimizado para realizar a implementação no DSP. Para isso, basta aplicar as equações (4.96) e (4.97) na expressão (4.100) para obter a equação (4.101).

$$Pb(t) + Pc(t) = vb(t) \cdot ib(t) + vc(t) \cdot ic(t) \quad (4.100)$$

$$Pb(t) + Pc(t) = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_1(t) - \theta_2(t)) - \cos(\theta_1(t) + \theta_2(t) + 120^\circ) + \\ \cos(\theta_1(t) - \theta_2(t)) - \cos(\theta_1(t) + \theta_2(t) - 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (4.101)$$

Vale a pena lembrar que, em regime permanente, o ângulo variante das correntes fica adiantado de  $90^\circ$  do ângulo das tensões, ou seja,  $\theta_1(t) = \theta_2(t) - 90^\circ$ . Isso possibilita que, aplicando essa condição em (4.101) e realizando algumas manipulações, pode-se encontrar a expressão (4.102), gerando assim o circuito PLL simplificado mostrado na *Figura 77*.

$$Pb(t) + Pc(t) = \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(2 \cdot \theta_2(t)) \quad (4.102)$$



*Figura 77: Circuito PLL monofásico simplificado[39]*

A função de transferência do compensador PI e do laço aberto do PLL é deduzida na expressão (4.103). Fica evidente que o dispositivo possui dois polos na origem, garantindo assim erro nulo em regime permanente. Esse erro nulo aplica-se tanto para a frequência como também para a fase, uma vez que a malha enlaça essas duas variáveis.

Para realizar o projeto do compensador, nota-se que as variáveis a serem alteradas são a frequência do zero alocado  $\omega_{z_{PLL}}$  e o ganho estático do compensador  $K_{PLL}$  [40].

$$\begin{aligned}
 \boxed{PI_{PLL}(s)} &= \frac{K_{PLL} \cdot (1 + s \cdot Tz)}{s \cdot Tz} \cdot \left( \frac{Tz}{Tz} \right) = \frac{K_{PLL} \cdot \left( \frac{1}{Tz} + s \right)}{s} = \boxed{\frac{K_{PLL} \cdot (s + \omega z_{PLL})}{s}} \quad (4.103) \\
 \boxed{FTLA_{PLL}(s)} &= PI_{PLL} \cdot \left( \frac{1}{s} \right) = \boxed{\frac{K_{PLL} \cdot (s + \omega z_{PLL})}{s^2}}
 \end{aligned}$$

Fica evidente que a alocação do zero do controlador tem influência direta sobre o tipo de resposta esperada para a realização do sincronismo. Se o zero é alocado próximo da origem, sua influência na dinâmica do sistema tende a ser mais amortecida. Isso se compara a uma resposta de primeira ordem, sendo ideal para aplicações em que a rejeição a ruído e a harmônicas do sistema seja prioritária. Quando o zero é alocado mais distante da origem, a resposta tende a ser mais rápida e oscilatória, sendo ideal para as aplicações em que um rápido reconhecimento do sinal é necessário[40].

#### 4.7.1 PROJETO DO COMPENSADOR PI

A resposta dinâmica gerada pelo compensador PI deve promover boa imunidade aos ruídos provenientes do sistema elétrico como também boa resposta dinâmica na perturbação da referência. Uma boa frequência de alocação para o zero do compensador é uma década abaixo da frequência de cruzamento de  $120 \text{ Hz}$ , como ilustrado na expressão (4.104).

Assim, para frequências abaixo da frequência de alocação do zero, a atenuação será de  $40 \text{ dB/década}$  devido à influência dos dois polos alocados na origem. Para frequências acima, a atenuação será de  $20 \text{ dB/década}$  devido à anulação do zero alocado em relação a um dos polos na origem [40].

Vale a pena lembrar que quando existe uma queda na tensão  $va(t)$ , pode-se observar a presença de uma oscilação de  $120 \text{ Hz}$  em  $P3\phi$ . Essa oscilação, através do compensador, passa para a frequência, fazendo com que exista um comprometimento no ajuste dos ganhos do compensador para que se obtenha uma resposta rápida com atenuação dessa componente [39].

$$f_{c_{PLL}} = \frac{120 \text{ Hz}}{10} = 12 \text{ Hz} \quad (4.104)$$

A alocação do zero do controlador será realizada para promover certa margem de fase  $M\varphi$  e, com isso, também certo amortecimento, uma vez que essas duas variáveis têm ligação direta. Um valor adequado para a margem de fase para uma resposta subamortecida é  $M\varphi = 60^\circ$ . Com isso, o zero irá contribuir com esse montante de fase na frequência de cruzamento, criando uma margem de segurança e evitando assim que o PLL fique instável. Assim, a determinação da frequência alocada para o zero é dada pela expressão (4.105).

$$M\varphi = tg^{-1}\left(\frac{f_{c_{PLL}}}{f_{z_{PLL}}}\right) \therefore \boxed{f_{z_{PLL}}} = \frac{f_{c_{PLL}}}{tg(M\varphi)} = \frac{12Hz}{tg(60^\circ)} = \boxed{6,93Hz} \quad (4.105)$$

O passo seguinte para o projeto do compensador é encontrar o ganho estático necessário para garantir que a resposta de amplitude da função  $FTLA(s)$  na frequência de cruzamento seja unitária:

$$\begin{aligned} |FTLA(s)|_{s=j\omega_{c_{PLL}}} &= 1 \therefore \left| \frac{K_{PLL} \cdot (s + \omega z_{PLL})}{s^2} \right|_{s=j\omega_{c_{PLL}}} = 1 \therefore K_{PLL} = \left| \frac{s^2}{s + \omega z_{PLL}} \right|_{s=j\omega_{c_{PLL}}} \\ K_{PLL} &= \left| \frac{s^2}{s + 2\pi \cdot f_{z_{PLL}}} \right|_{s=j2\pi \cdot f_{c_{PLL}}} = \left| \frac{(j \cdot 2\pi \cdot f_{c_{PLL}})^2}{(j \cdot 2\pi \cdot f_{c_{PLL}}) + 2\pi \cdot f_{z_{PLL}}} \right| \quad (4.106) \\ \boxed{K_{PLL}} &= \left| \frac{(j \cdot 2\pi \cdot 12Hz)^2}{(j \cdot 2\pi \cdot 12Hz) + 2\pi \cdot 6,93Hz} \right| = \boxed{65,3} \end{aligned}$$

Então, a função de transferência completa de laço aberto do PLL é ilustrada na expressão (4.107). A resposta em frequência e a resposta temporal ao degrau unitário são ilustradas na Figura 78. Resumindo as características do modelo linearizado do PLL, pode-se montar a Tabela 11, com as principais informações sobre o projeto do compensador PI.

$$\boxed{FTLA_{PLL}(s)} = \frac{K_{PLL} \cdot (s + 2\pi \cdot f_{z_{PLL}})}{s^2} = \boxed{\frac{65,3 \cdot (s + 43,54)}{s^2}} \quad (4.107)$$

Tabela 11: Principais informações do modelo linearizado do PLL

Parâmetro	Valor
Frequência de cruzamento	12Hz
Margem de fase	60°
Atenuação em 120Hz	21,22dB

Tempo de Subida – resposta ao degrau	0,017s
Sobressinal máximo – resposta ao degrau	24,3%
Tempo de estabelecimento (2%) - resposta ao degrau	0,125s

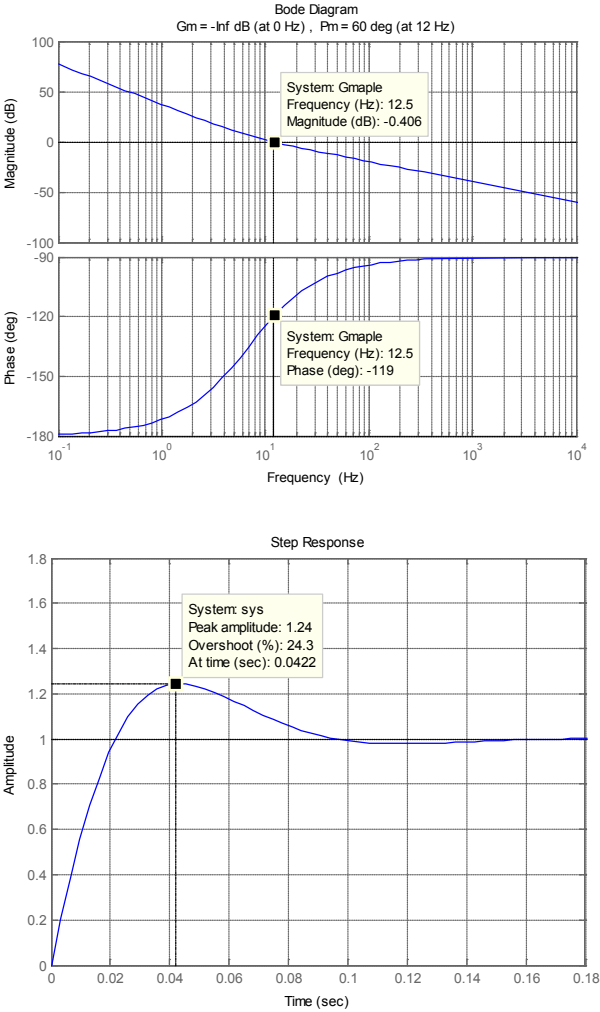


Figura 78: Resposta em frequência e temporal do PLL

Para obtenção das funções de transferência do controlador PI e do integrador no domínio  $z$ , foi utilizada a aproximação de Tustin para

discretização, também conhecida como método bilinear. Esse método baseia-se em substituir a variável  $s$  pela expressão correspondente (4.108). Nesta expressão, a variável  $Fa$  representa a frequência de amostragem do PLL no DSP. Assim, podem-se encontrar as respectivas funções no domínio discreto para o compensador PI e o integrador I, conforme expressões (4.109) e (4.110)[39].

$$s = \frac{2}{Ta} \cdot \left( \frac{z-1}{z+1} \right) = 2 \cdot Fa \cdot \left( \frac{z-1}{z+1} \right) \quad (4.108)$$

$$C_{PI\_PLL} = 65,335 \cdot \left( \frac{z-0,9989}{z-1} \right) \quad (4.109)$$

$$C_{I\_PLL} = 12,5u \cdot \left( \frac{z+1}{z-1} \right) \quad (4.110)$$

As equações das diferenças para o PI e o integrador I a serem implementadas no DSP são ilustradas respectivamente nas expressões (4.111) e (4.112).

$$u(k) = 65,335 \cdot e(k) - 65,263 \cdot e(k-1) + u(k-1) \quad (4.111)$$

$$u(k) = 12,5 \cdot 10^{-6} \cdot e(k) + 12,5 \cdot 10^{-6} \cdot e(k-1) + u(k-1) \quad (4.112)$$

## 4.7.2 SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO

Depois de realizado o projeto do compensador PI e da obtenção de suas principais características presentes na *Tabela 11*, é necessário validar sua funcionalidade via simulação numérica. Utilizando o software PSIM, foi implementada a estrutura do dispositivo *PLL* estudada anteriormente e simulada juntamente com o banco de fontes de tensões alternadas conectadas em série. Essas fontes alternadas são utilizadas para emular uma rede elétrica com elevada ordem de distorção devido às diferentes harmônicas misturadas ao sinal, como ilustrado na *Tabela 12*.

Tabela 12: Seleção de harmônicas utilizadas na simulação[40]

Componente	Frequência	Amplitude	Fase	Amp. %
Fundamental	60Hz	311 V	0°	100%
Fundamental	60Hz	62 V	60°	20%
5H	300Hz	37,2V	0°	12%
7H	420Hz	31 V	60°	10%
11H	660Hz	21,7V	0°	7%
13H	780Hz	15,5V	-30°	5%
333H	19980Hz	62 V	0°	20%

O circuito utilizado para simular uma rede elétrica com elevada taxa de distorção é ilustrado na *Figura 79*. Na *Figura 80*, é mostrado o *PLL* utilizado para simulação. Como para esse trabalho a frequência utilizada pelo *PLL* é conhecida, será possível somar na saída do controlador PI um *offset* de frequência de 60 Hz. Esse *offset* acelera o reconhecimento do sinal e com isso melhora a resposta dinâmica do *PLL*. Somente é viável utilizar esse recurso devido ao fato de a frequência da rede elétrica não possuir grande variação em torno de seu valor nominal.

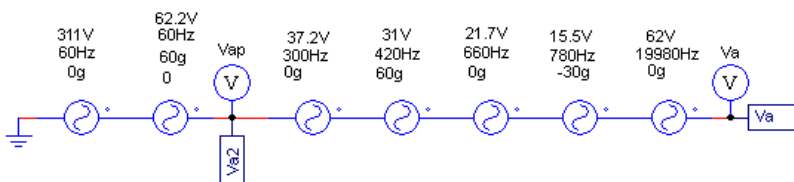


Figura 79: Fontes de tensões alternadas emulando a rede elétrica

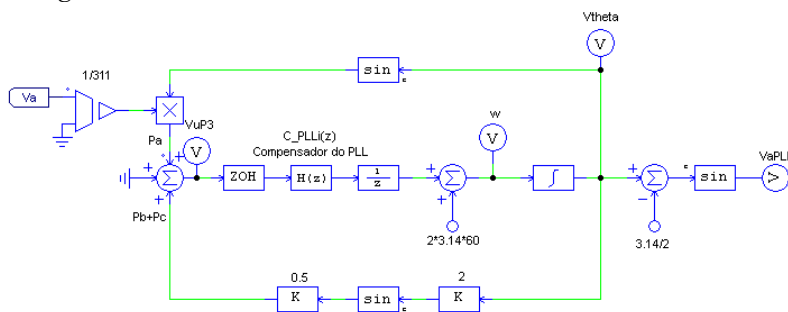
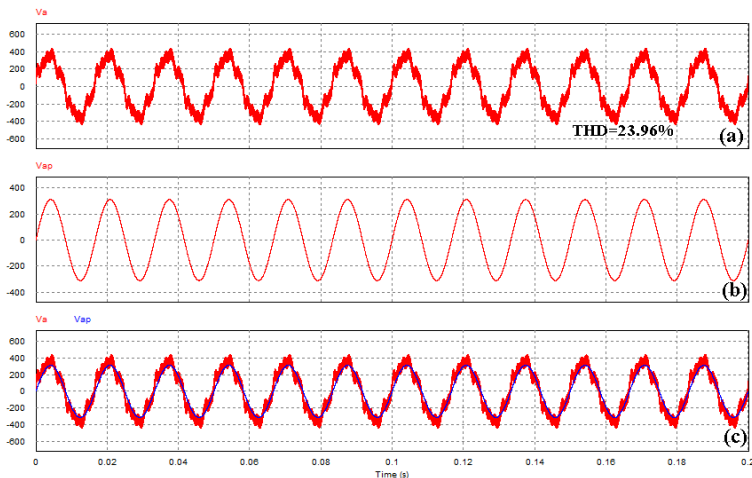


Figura 80: Dispositivo PLL simulado

As principais formas de ondas geradas pelo banco de fontes de tensões alternadas são ilustradas na *Figura 81*. Nota-se em (a) que a

tensão da fase possui elevado conteúdo harmônico ( $TDH_{Va} = 23,96\%$ ), como desejado segundo a *Tabela 12*. Em (b), é ilustrada a forma de onda da componente fundamental. Já em (c), é mostrada a fundamental da fase juntamente com o somatório de todas as fontes de tensão alternadas em série, evidenciando seu sincronismo.



*Figura 81: Tensões do sistema elétrico de potência para teste do PLL*

Na *Figura 82*, são ilustradas as principais formas de onda do *PLL* para um degrau de ângulo de entrada ( $\phi_i = 90^\circ$ ) e *offset* de frequência inicial de  $\omega_i = 60 \text{ Hz}$ . Ou seja, considera-se que o circuito entra em funcionamento no instante em que a tensão da fase “a” é máxima.

Na figura (a), é ilustrado o desempenho transitório inicial de rastreamento da frequência pelo *PLL* travando seu rastreamento em alguns ciclos.

Na figura (b), é mostrada a convergência do sinal de erro gerado pelo detector de fase para um valor médio nulo, evidenciando o travamento do *PLL* e o sucesso da sincronização.

Na figura (c), é ilustrada a convergência do sinal de entrada do integrador gerado pela ação do compensador PI somado com o *offset* de frequência inicial. Fica evidente que a parcela de contribuição que sai do compensador tende a zero devido ao regime permanente. A informação de frequência que entra no integrador passa a ser o valor do próprio *offset* imposto.



Na figura (d), é mostrada a evolução linear da informação do ângulo que é o resultado da integração da frequência angular ( $rad/s$ ). Nessa figura, a inclinação da reta é uma informação direta da frequência de rastreamento do PLL. Nota-se que no intervalo até  $40ms$ , a inclinação é maior do que no restante da curva, indicando que frequência de rastreamento no início é maior que a frequência nominal.

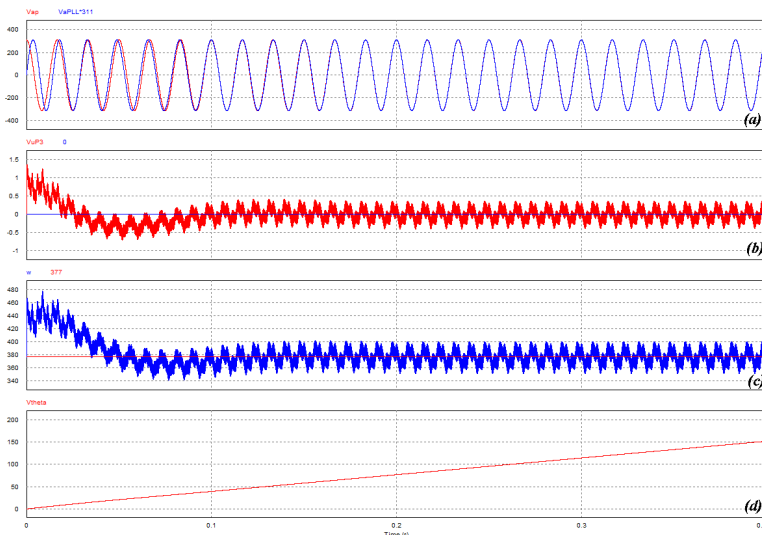


Figura 82: Sinais do PLL para condição inicial de  $\phi_i = 90^\circ$  e  $\omega_i = 60$  Hz

#### 4.8 SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO

Esta seção tem como objetivo realizar a validação do projeto aplicado a este trabalho por meio de simulações numéricas, utilizado para isso o *software* PSIM. Basicamente, foram realizadas sete simulações diferentes:

*Potência Nominal*: Validação via simulação da malha de controle da corrente de saída, partida suave, malha de controle da tensão de barramento, malha de controle da corrente média no primário e rastreamento da frequência de operação do SEP pelo PLL.

*Ensaio AI com cargas R*: Teste de proteção anti-ilhamento para cargas resistivas utilizando o método de sub e sobrefrequência e sub e sobretensão. De acordo com a Figura 83, esse ensaio foi realizado na

situação crítica para proteção AI, ou seja, quando  $P_{pv} = P_{carga}$ . Nesta situação, dois níveis de potência foram utilizados,  $P_{pv} = P_{carga} = 400\text{ W}$  e  $P_{pv} = P_{carga} = 700\text{ W}$ . É importante salientar que essas situações nunca irão ocorrer totalmente, pois sempre existirá uma pequena potência ativa trafegando na entrada da ilha em potencial, por menor que seja.

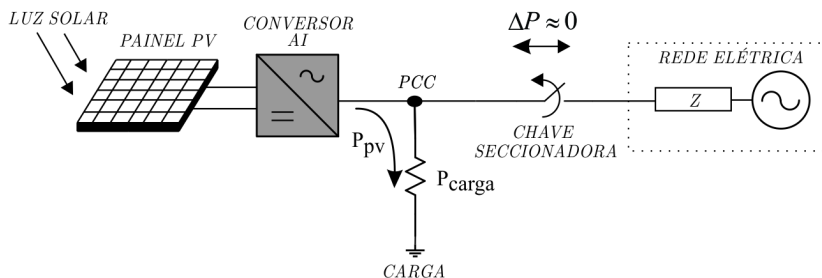


Figura 83: Ensaio AI para cargas R

*Ensaio AI com cargas RL, RC e RLC:* Teste de proteção anti-ilhamento utilizando o método de sub e sobrefrequência e sub e sobretensão. De acordo com a Figura 84, este ensaio foi realizado na situação crítica para proteção AI, ou seja, quando  $P_{pv} = P_{carga}$ . Nesta situação, dois níveis de potência foram utilizados:  $P_{pv} = P_{carga} = 400\text{ W}$  e  $P_{pv} = P_{carga} = 700\text{ W}$ . Vale a pena lembrar que, nesses casos, a interrupção é feita somente sobre a potência reativa consumida pela carga. Isso ocorre devido ao fato de o conversor operar com fator de potência unitário e alimentar somente a potência ativa consumida pela carga em teste.

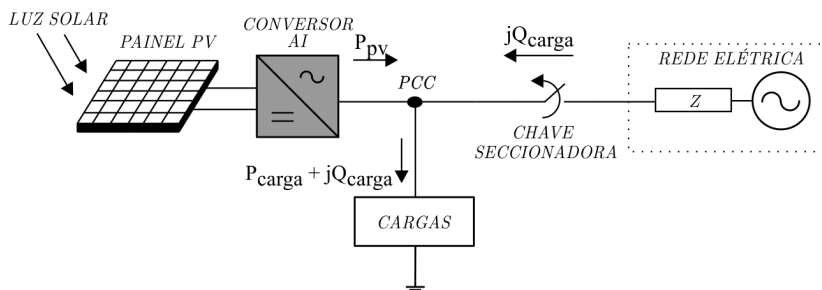


Figura 84: Ensaio AI para cargas RL, RC e RLC.

A pior condição para os testes de métodos AI passivos ocorrem quando a potência ativa injetada pelo conversor é igual à potência ativa

consumida pela carga. Essa condição proporciona, no instante do desligamento do SEP, pouca quantidade de potência sendo interrompida pela chave seccionadora. Isso causa poucos desvios de tensão e de frequência necessários no PCC para a sinalização AI. Com o intuito de reproduzir essa situação crítica, foram escolhidos um indutor e um capacitor que drenassem pouca corrente do SEP. Sendo assim, a primeira metodologia de testes de proteção AI foi realizada para os valores das cargas citadas na *Tabela 13* em dois níveis de potência: *400 W* e *700 W*. Vale a pena lembrar que esse teste não segue a norma *IEEE Std 929-2000*, pois possui frequência de ressonância distante da frequência da rede elétrica e fator de qualidade muito inferior a 2,5. Mas, para melhor investigação do método, esse teste foi realizado.

*Tabela 13: Valores de carga para os ensaios AI*

<i>Cargas</i>	<i>Potência</i>	<i>Resistência</i>	<i>Indutância</i>	<i>Capacitância</i>
<i>R</i>	<i>1000W</i>	<i>48,4R</i>		
	<i>700W</i>	<i>71,5R</i>		
	<i>400W</i>	<i>126R</i>		
<i>RL</i>	<i>700W</i>	<i>71,5R</i>	<i>1H</i>	
	<i>400W</i>	<i>126R</i>	<i>1H</i>	
<i>RC</i>	<i>700W</i>	<i>71,5R</i>		<i>8μH</i>
	<i>400W</i>	<i>126R</i>		<i>8μH</i>
<i>RLC</i>	<i>700W</i>	<i>71,5R</i>	<i>1H</i>	<i>8μH</i>
	<i>400W</i>	<i>126R</i>	<i>1H</i>	<i>8μH</i>

*Ensaio AI segundo a norma IEEE Std 929-2000:* Teste de proteção anti-ilhamento para cargas RLC com frequência de ressonância próxima de *60 Hz* e fator de qualidade próximo de 2,5. Esses testes foram feitos em *400 W* e *700 W* utilizando as cargas ilustradas na *Tabela 14*. Essa segunda metodologia de testes de proteção AI é muito recomendada pela norma, pois reproduz fielmente a pior situação para proteção anti-ilhamento.

*Tabela 14: Cargas para teste AI conforme norma IEEE 929-2000*

<i>IEEE 929-2000</i>						
<i>Cargas</i>	<i>Potência</i>	<i>Resistência</i>	<i>Indutância</i>	<i>Capacitância</i>	<i>Q</i>	<i>f<sub>o</sub></i>
<i>RLC</i>	<i>400W</i>	<i>126R</i>	<i>152,3mH</i>	<i>40 μF</i>	<i>2,04</i>	<i>64,5Hz</i>
	<i>700W</i>	<i>71,5R</i>	<i>95mH</i>	<i>81,2 μF</i>	<i>2,10</i>	<i>57,3Hz</i>

#### 4.8.1 APRESENTAÇÃO DA SIMULAÇÃO

Para descrever melhor a simulação completa do projeto, ela foi dividida em duas partes. A primeira parte, que agrega a etapa de potência e conexão com a rede elétrica, e a segunda, que agrega o controle e a modulação do conversor.

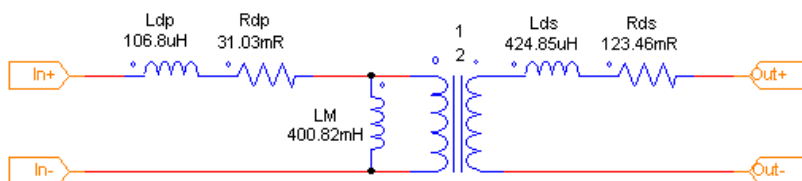
*Etapa de potência:* Engloba a interface do conversor com os painéis solares por meio do barramento CC e a rede elétrica. Também agrega a carga utilizada para os ensaios e o transformador de potência.

*Etapa de Controle e Modulação:* Engloba as malhas de controle da corrente de saída, a tensão do barramento e a corrente média do primário. Também agrega o método de proteção AI e a modulação do conversor.

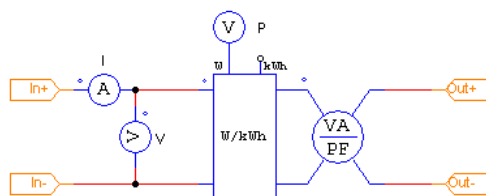
A) *Etapa de Potência:* Representada pela *Figura 87*, essa primeira parte da simulação é composta, da esquerda para a direita, das seguintes estruturas:

- 8 painéis solares *KC-200GT* da marca Kiocera;
- Sensor de tensão usado para realimentar a informação da tensão do barramento CC na malha de controle;
- Conversor monofásico *Full-Bridge* e capacitor de barramento;
- Sensor de corrente usado para realimentar a informação da corrente média no enrolamento primário da malha de controle;
- Modelo completo do transformador de potência segundo parâmetros apresentados na expressão (4.55);
- Indutor de saída  $L_o$ ;
- Sensores de tensão e corrente usados na malha de controle da corrente de saída para informar, respectivamente, sua referência e o valor realimentado;
- Bloco de medidores de corrente, tensão, potência ativa e reativa para depuração da energia injetada pelo conversor;
- Cargas em teste e PCC;
- Novo bloco de medidores para depuração da energia de trânsito na entrada da microrrede;
- Chave Seccionadora;
- Rede elétrica (SEP).

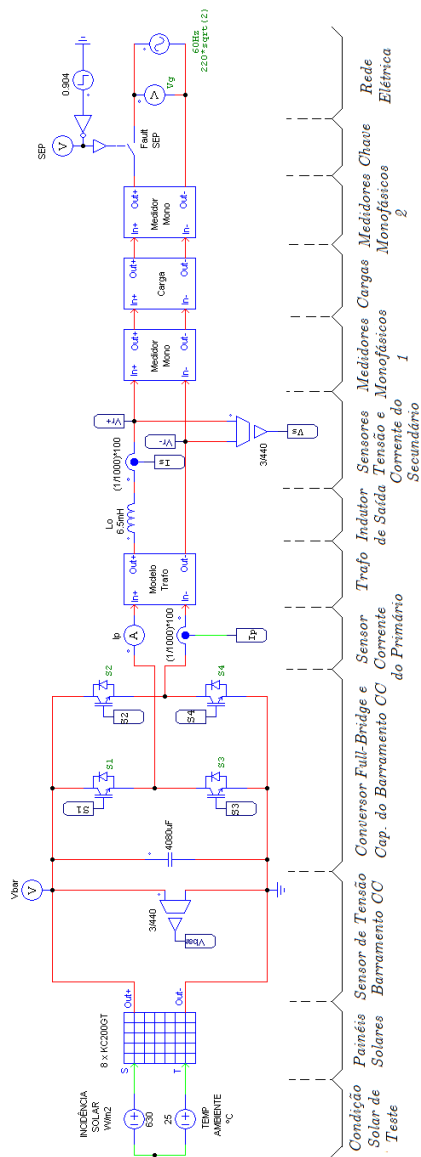
O bloco do transformador utilizado é ilustrado na *Figura 85* e os blocos dos medidores monofásicos são mostrados na *Figura 86*.



*Figura 85: Bloco de simulação do transformador de potência*



*Figura 86: Bloco de simulação dos medidores monofásicos*

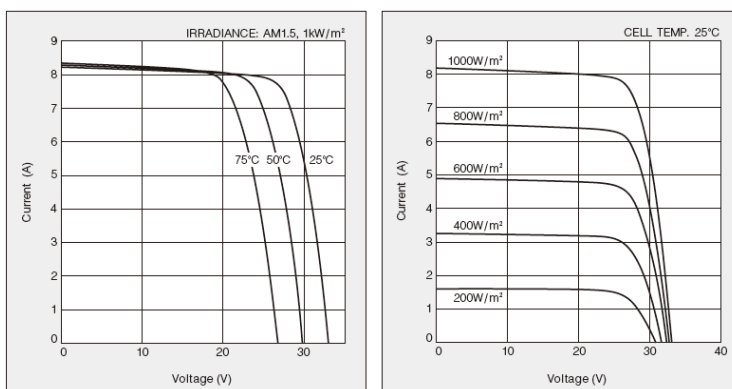


*Figura 87: Etapa de potência*

Cada módulo *KC-200GT* utilizado possui as seguintes características elétricas para incidência solar de  $S = 1000 \text{ W/m}^2$ , temperatura ambiente de  $T = 25^\circ\text{C}$  e coeficiente de massa de ar de  $AM = 1,5$ .

- Número de células: 54;
- Máxima Potência: 200 W;
- Tensão no ponto de máxima potência: 26,3 V;
- Corrente no ponto de máxima potência: 7,61 A;
- Tensão de circuito aberto: 32,9 V;
- Corrente de curto-circuito: 8,21 A.

As curvas de desempenho do módulo *KC-200GT* parametrizadas pela temperatura ambiente e pela incidência solar são ilustradas na *Figura 88*.



*Figura 88: Curvas de desempenho do módulo KC-200GT parametrizadas pela temperatura ambiente e pela incidência solar*

B) *Etapas de Controle e Modulação*: Representada pela *Figura 89*, essa segunda parte da simulação é composta, da esquerda para a direita, das seguintes estruturas:

- Circuitos condicionadores de sinal utilizados para capturar os sinais dos sensores de tensão e corrente utilizados nas malhas de controle. Também faz parte a proteção de sub e sobretensão utilizada para proteção AI.

→ Retentores de ordem zero utilizados para retenção do sinal analógico em sua entrada a uma taxa de amostragem de  $40kHz$ .

→ Gerador de rampa unitária utilizado para gerar a partida suave do conversor. Na DLL, ela é multiplicada pela referência e pelo valor realimentado da malha de tensão do barramento.

→ DLL utilizada para programação da malha de controle da corrente de saída, da malha de controle da tensão de barramento, da malha de controle da corrente média do primário, do PLL, das proteções de sub e sobrefrequência e da proteção AI.

→ Modulador senoidal PWM de três níveis;

→ Lógica de bloqueio dos pulsos de PWM para o desligamento do conversor após a proteção AI.

→ *Drives* de comando para os interruptores de potência.



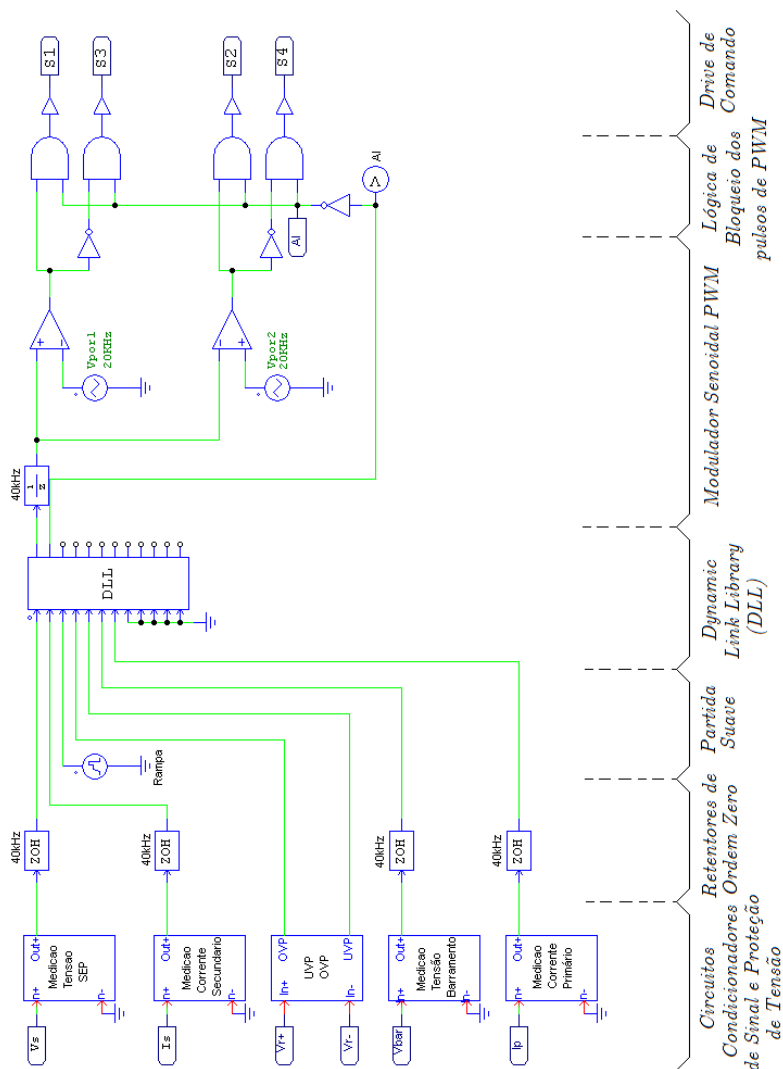


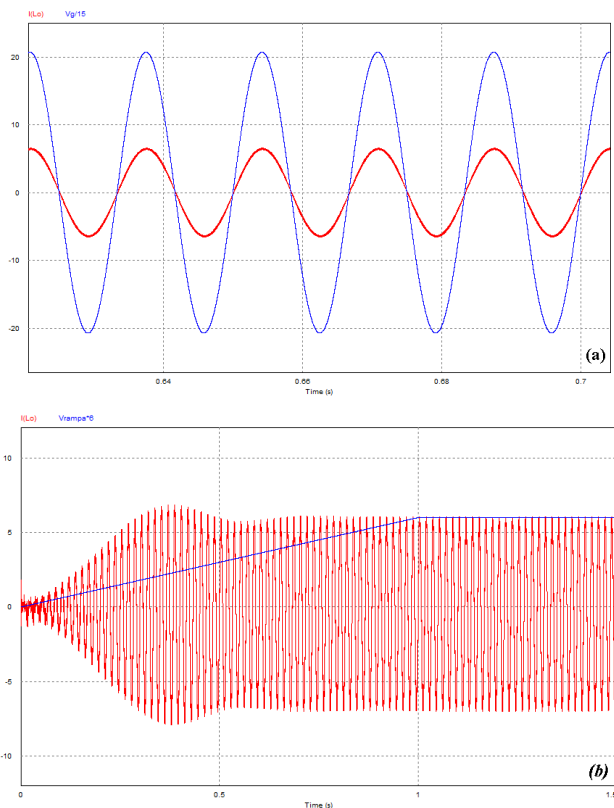
Figura 89: Malhas de controle, partida suave, modulador PWM e proteção AI.

#### 4.8.2 TESTE EM POTÊNCIA NOMINAL

Na Figura 90(a), é ilustrada a forma de onda da corrente do secundário do transformador de potência juntamente com a tensão do

sistema elétrico escalonado. Verifica-se que essas duas formas de onda estão em fase, o que proporciona que o conversor opere em modo de fator de potência unitário.

Na *Figura 90(b)*, é mostrada a forma de onda, em vermelho, da corrente do secundário do transformador na partida suave do conversor. Também é mostrada, em azul, a rampa utilizada para gerar a partida suave, normalizada pela corrente de pico. Verifica-se que, no intervalo de tempo até  $0,40\text{ s}$ , a corrente do secundário praticamente varia linearmente. Observa-se também na partida, a dinâmica da malha de controle da tensão de barramento.

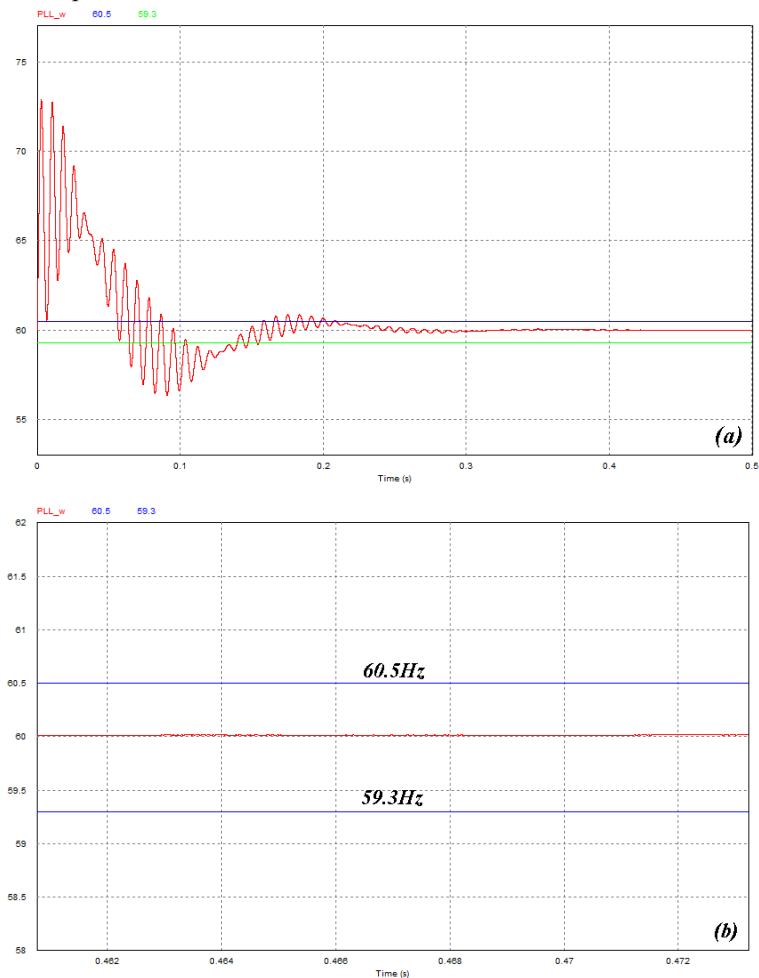


*Figura 90: Corrente do secundário do transformador juntamente com a tensão da rede elétrica escalonada (a); partida suave (b).*

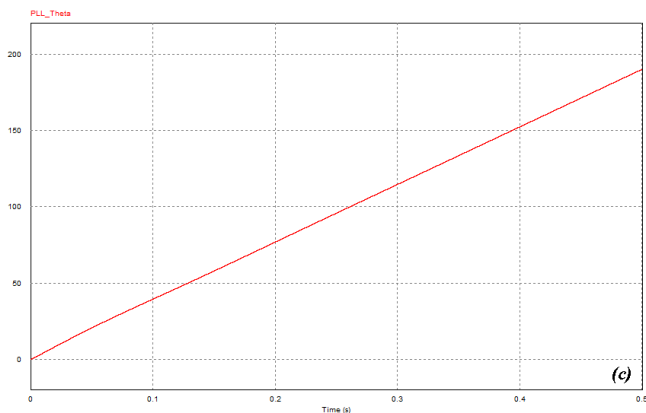
Na *Figura 91(a)*, é ilustrada a forma de onda relativa ao desempenho do PLL no reconhecimento da frequência do SEP. Também

é ilustrada a faixa de frequências utilizada para as proteções de sub e sobrefrequência na proteção AI, de acordo com a norma *IEEE Std 929-2000*[11]. Ressalta-se que, praticamente após o intervalo de tempo de  $0,30\text{ s}$ , o PLL entra em regime e trava a frequência dentro da faixa de operação normal.

Na *Figura 91(b)*, é mostrado com detalhe o reconhecimento da frequência feita pelo PLL e sua validação para uso como proteção de sub e sobrefrequência.

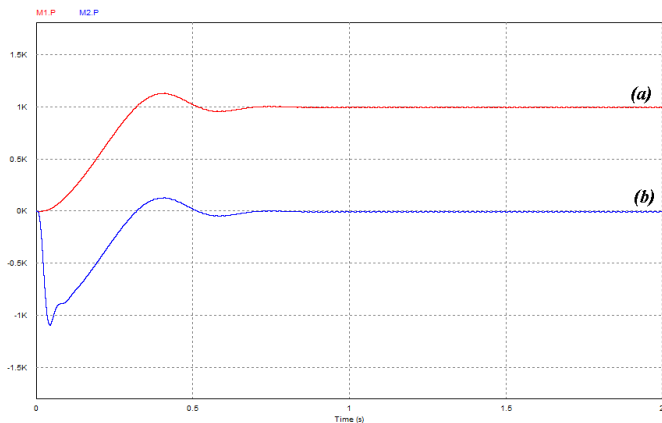


*Figura 91: Rastreamento da frequência da rede elétrica feita pelo PLL, frequência em Hz (a); Detalhe (b).*



*Figura 92: Evolução do ângulo gerado pelo PLL, em radianos*

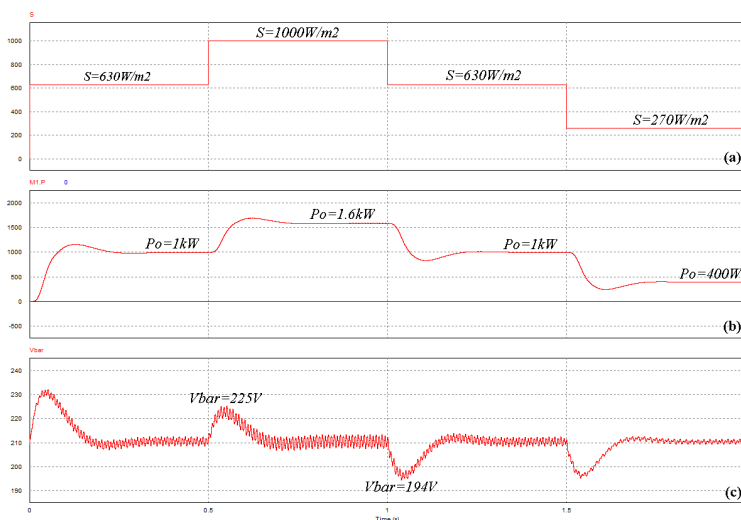
Na *Figura 93*, são ilustradas as curvas da potência ativa injetada pelo conversor (a) durante sua partida suave e a correspondente potência ativa que trafega na saída da ilha em potencial (b). Nota-se que, após o intervalo de tempo de  $0,75\text{ s}$ , o conversor entra em regime e passa a suprir toda a potência ativa da carga. A dinâmica da malha de controle da tensão do barramento pode ser visualizada na partida suave no conversor. Para essa simulação, foi utilizada uma carga resistiva de  $1\text{ kW}$ , de acordo com a *Tabela 13*.



*Figura 93: Rampa de potência ativa injetada pelo conversor (a) e potência ativa na saída da microrrede (b)*

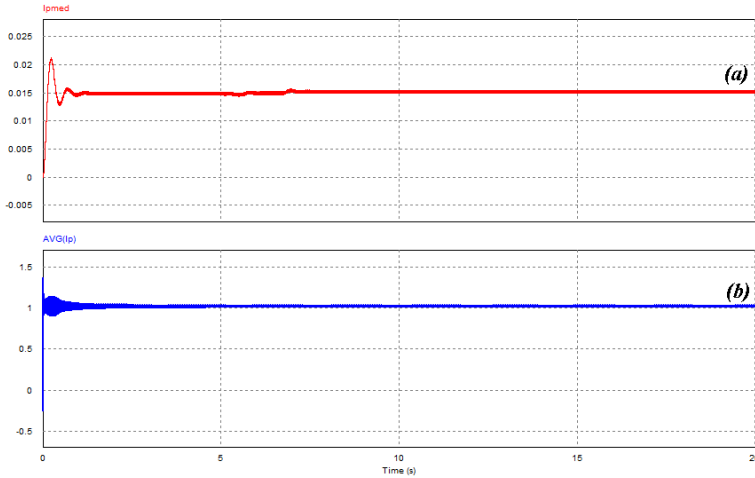
A *Figura 94* ilustra a ação da malha de controle da tensão de barramento para a situação de operação no ponto de máxima potência dos oito painéis ligados em série. De acordo com as especificações do painel, a tensão de saída de um único painel em seu ponto de máxima potência é de  $26,3\text{ V}$ . Contabilizando os oito painéis ligados em série, a tensão do barramento passa a ser  $V_{bar} = 8 \cdot 26,3\text{ V} = 210,4\text{ V}$ .

Na *Figura 93(a)*, são mostrados os patamares de incidência solar utilizados para testar a regulação da tensão do barramento. Em (b), são ilustrados os níveis de potência ativa injetada pelo conversor na ilha em potencial. Em (c), são mostradas as perturbações geradas na tensão de barramento e a ação de regulação gerada pela malha de controle.



*Figura 94: Regulação da tensão de barramento: Patamares de incidência solar (a); Patamares de potência injetada pelo conversor (b); Tensão regulada no barramento (c)*

Na *Figura 95*, são mostradas as formas de onda da corrente média no enrolamento primário do transformador sem a ação da malha de controle. Em (a), é mostrada a componente média na saída do filtro FPB e, em (b), a corrente média no primário utilizando a função *AVG* do PSIM.



*Figura 95: Corrente média no primário sem a ação da malha de controle: Componente média mensurada na saída do FPB(a); Corrente média mensurada diretamente no primário(b)*

Na *Figura 96*, são mostradas as formas de onda da corrente média no enrolamento primário do transformador com a ação da malha de controle. Em (a), é mostrada a componente média na saída do filtro FPB e, em (b), a corrente média no primário utilizando a função *AVG* do PSIM. Nota-se que, após o intervalo de tempo de *10 s*, a corrente média no enrolamento primário é praticamente zero, evitando assim a saturação do transformador de potência.

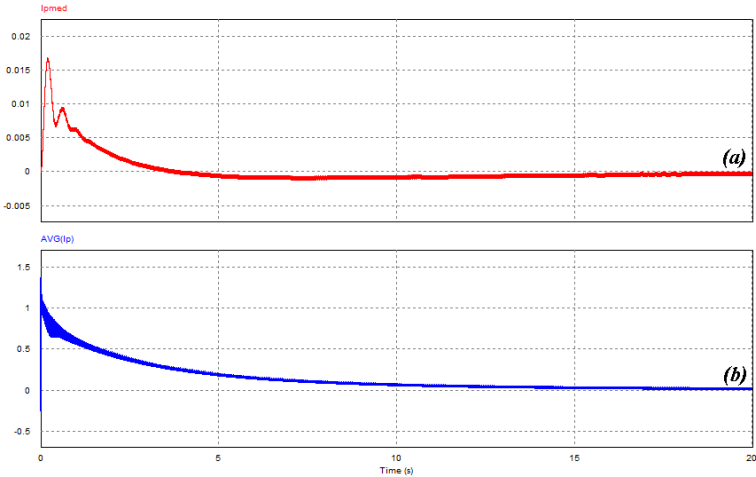


Figura 96: Corrente média no primário com a ação da malha de controle: Componente média mensurada na saída do FPB (a); Corrente média mensurada diretamente no primário(b)

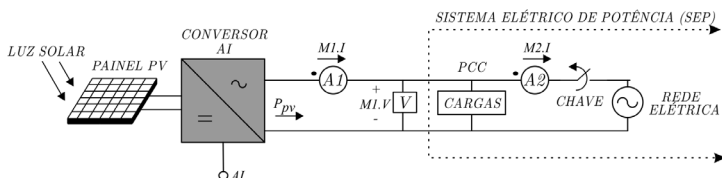
4.8.3 APRESENTAÇÃO DOS TESTES AI

A primeira metodologia de testes de proteção AI foi realizada para os valores das cargas citadas na *Tabela 15*. Seus valores foram retirados da experimentação prática do projeto para os níveis de potência de 400 W e 700 W. Vale a pena lembrar que esse teste não segue a norma *IEEE Std 929-2000*, pois possui frequência de ressonância distante da rede elétrica e fator de qualidade muito inferior a 2,5. Mas, para melhor investigação do método, esse teste foi realizado.

Tabela 15: Valores de carga para os ensaios AI

Cargas	Potência	Resistência	Indutância	Capacitância
R	1000W	48,4R		
	700W	71,5R		
	400W	126R		
RL	700W	71,5R	1H	
	400W	126R	1H	
RC	700W	71,5R		8μH
	400W	126R		8μH
RLC	700W	71,5R	1H	8μH
	400W	126R	1H	8μH

Foram depurados quatro sinais na simulação para ilustrar a proteção AI e o comportamento elétrico no ilhamento em pontos interessantes do circuito. A *Figura 97* ilustra a posição dos medidores utilizados no circuito. Os sinais medidos são listados abaixo:



*Figura 97: Medidores utilizados para simulação*

**M1.I:** Ilustra o comportamento da corrente injetada pelo conversor no SEP. O sentido de sua corrente é considerado positivo quando ela entra no lado do ponto do amperímetro *A1*. Essa é a corrente que ilustra numa situação real o comportamento do inversor visto pelo SEP. A carga de teste AI faz parte do SEP e, portanto, numa situação real ela não existe, estando assim distribuída pela linha de distribuição na qual o inversor está conectado.

**M2.I:** Corrente fictícia mensurada após a carga de teste AI. Numa situação real, a carga crítica não existe, pois está distribuída fisicamente na linha de distribuição de energia. **A ilustração dessa corrente nessa simulação é necessária somente para depurar o tempo de detecção do ilhamento.** O sentido de sua corrente é considerado positivo quando ela entra no lado do ponto do amperímetro *A2*.

**M1.V:** Ilustra o comportamento da tensão da rede elétrica. Antes do desligamento do SEP, sua forma de onda é idêntica à tensão imposta pela rede elétrica. Após o desligamento, seu comportamento segue a dinâmica da carga e do conversor.

**AI:** Sinal lógico, gerado pelo conversor através das detecções de tensão e frequência, que sinaliza o instante da detecção do ilhamento e o desligamento do conversor.



#### 4.8.4 **TESTE AI PARA CARGAS R**

Na *Figura 98* e na *Figura 99* estão ilustradas as formas de onda referentes aos testes AI com cargas resistivas de potência de  $400\text{ W}$  e  $700\text{ W}$ . Em (a), é mostrada em azul a tensão no PCC e em vermelho a corrente injetada pelo conversor. Em (b), é ilustrada a forma de onda da corrente fictícia após a carga de teste e em (c) o sinal lógico de proteção AI. Nota-se que o desligamento do sistema elétrico foi feito na pior condição, ou seja, no pico da tensão da rede elétrica. A partir desses dois testes, conclui-se que:

- A) A proteção AI é rápida, pois como a referência da malha de corrente de saída após o desligamento do SEP é perdida, o conversor não consegue continuar operando. Isso provoca instabilidade no conversor, pois seu controle foi concebido para operar somente interligado na rede elétrica realizando injeção de energia. Essa instabilidade proporciona um rápido deslocamento do ponto de trabalho do conversor para fora da ZND do método. Essa ação é detectada pelas proteções de sub e sobretensão e sub e sobrefrequência, gerando a sinalização AI e o desligamento do conversor.
- B) Como a carga é resistiva, a corrente fictícia (b) é formada basicamente pela ondulação da corrente no indutor de saída  $L_o$ . Verifica-se também que essa corrente possui uma pequena amplitude, indicando que o conversor e a carga crítica estão em equilíbrio de potência com a fonte de tensão do SEP.
- C) No intervalo de tempo entre o desligamento do SEP e a proteção AI, verifica-se na tensão da rede uma sobretensão causada pela instabilidade do conversor.

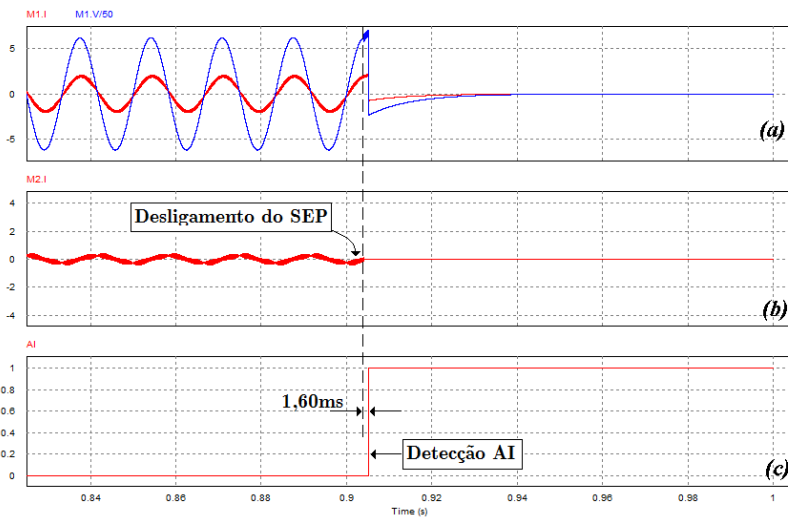


Figura 98: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 400 \text{ W}$  (c).

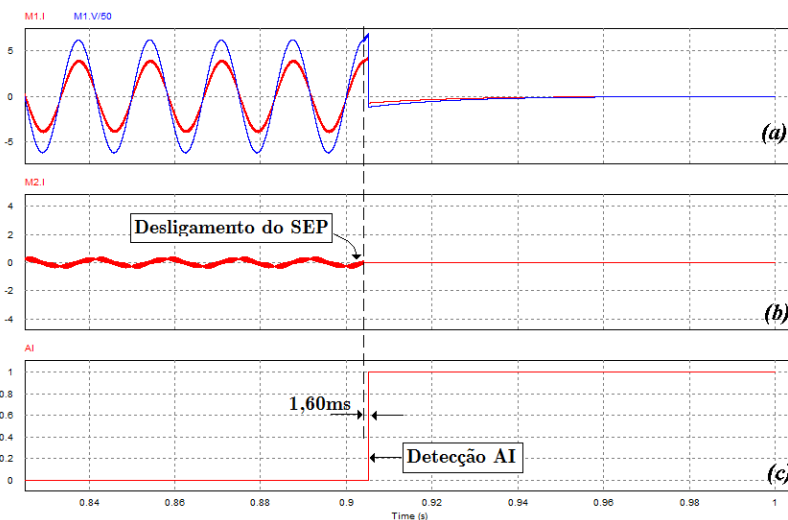
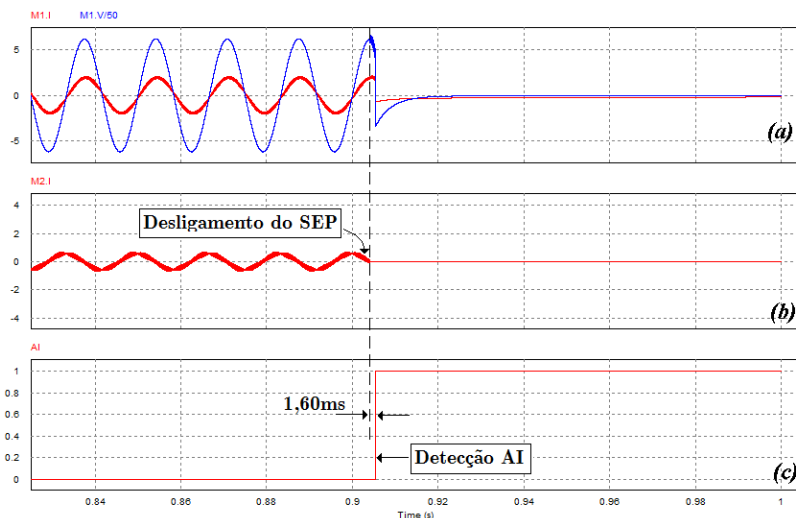


Figura 99: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 700 \text{ W}$  (c).

#### 4.8.5 TESTE AI PARA CARGAS RL

Na *Figura 100* e na *Figura 101*, estão ilustradas as formas de onda referentes aos testes AI com cargas resistivas e indutivas de potência de  $400\text{ W}$  e  $700\text{ W}$ . Desses dois testes, conclui-se que:

- D) Idem item A;
- E) Como a carga é resistiva e indutiva, a corrente fictícia (b) é formada pela ondulação da corrente no indutor de saída  $L_o$  e pela corrente drenada pelo indutor da carga;
- F) A corrente fictícia (b) está atrasada em relação à tensão no PCC (a) devido à potência reativa drenada pelo indutor da carga;
- G) Idem item C.



*Figura 100: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 400\text{ W}$  (c).*

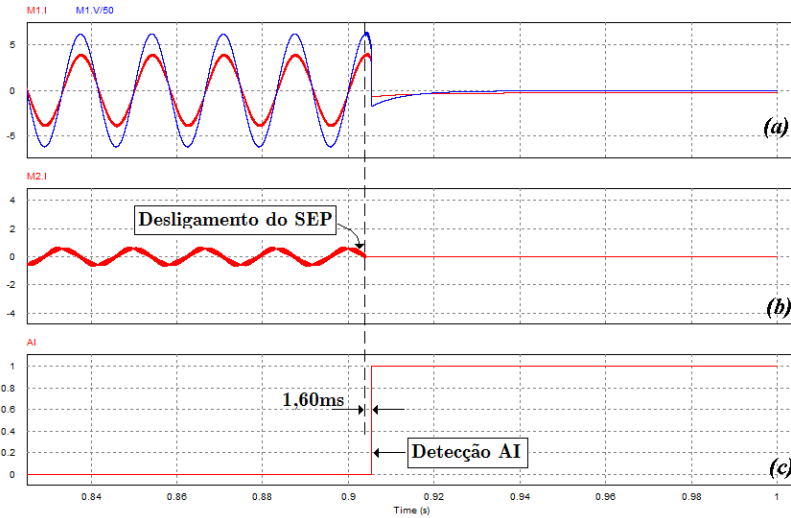


Figura 101: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 700 \text{ W}$  (c).

#### 4.8.6 TESTE AI PARA CARGAS RC

Na Figura 102 e na Figura 103, estão ilustradas as formas de onda referentes aos testes AI com cargas resistivas e capacitivas de potência de  $400 \text{ W}$  e  $700 \text{ W}$ . Desses dois testes, conclui-se que:

- H) Idem item A;
- I) Como a carga é resistiva e capacitiva, a corrente fictícia (b) é formada pela ondulação da corrente no indutor de saída  $L_o$  e pela corrente drenada pelo capacitor da carga;
- J) A corrente fictícia (b) está adiantada em relação à tensão no PCC (a) devido à potência reativa drenada pelo capacitor da carga.

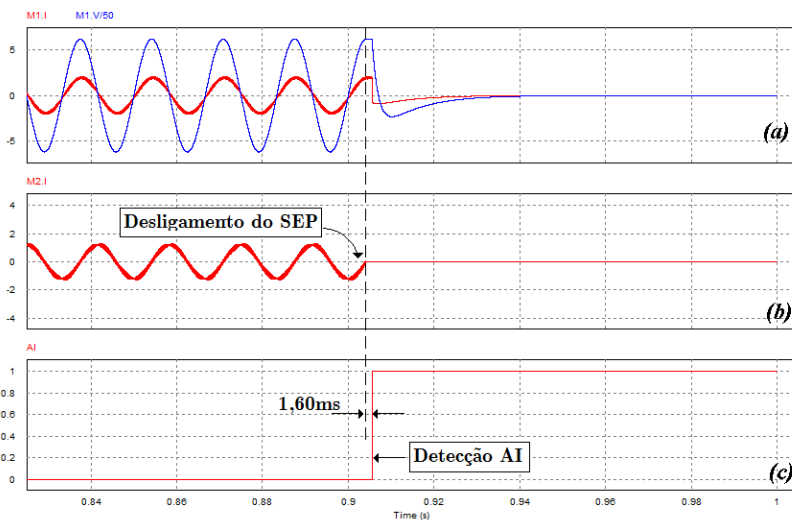


Figura 102: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 400 \text{ W}$  (c).

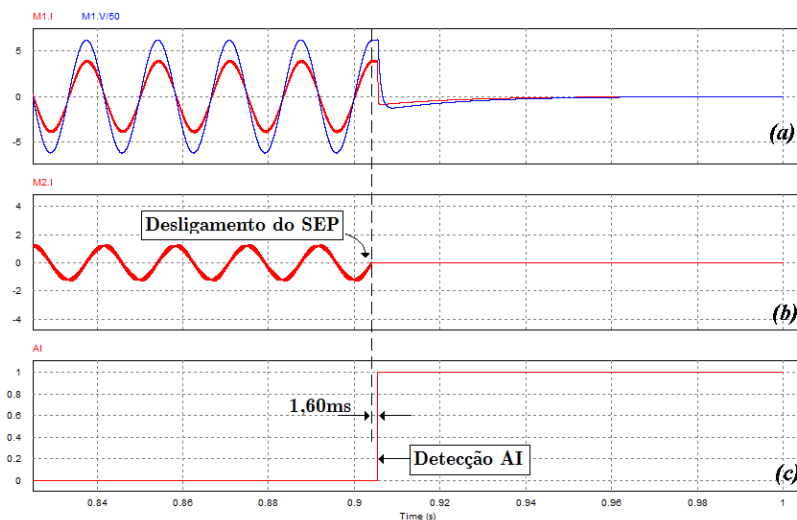
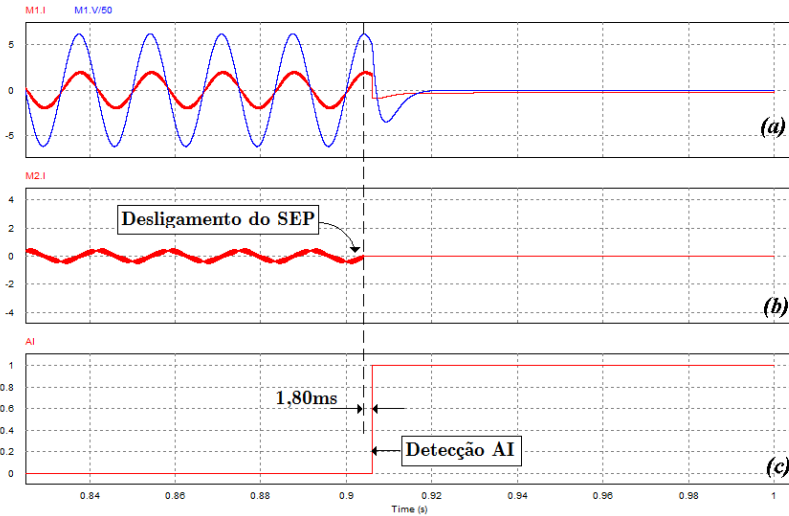


Figura 103: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 700 \text{ W}$  (c).

#### 4.8.7 TESTE AI PARA CARGAS RLC

Na *Figura 104* e na *Figura 105*, estão ilustradas as formas de onda referentes aos testes AI com cargas resistivas, indutivas e capacitivas de potência de  $400\text{ W}$  e  $700\text{ W}$ . Desses dois testes, conclui-se que:

- K) Idem item A;
- L) Como a carga é resistiva, indutiva e capacitiva, a corrente fictícia (b) é formada pela ondulação da corrente no indutor de saída  $L_o$  e pelas correntes drenadas pelo indutor e pelo capacitor da carga.



*Figura 104: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 400\text{ W}$  (c).*

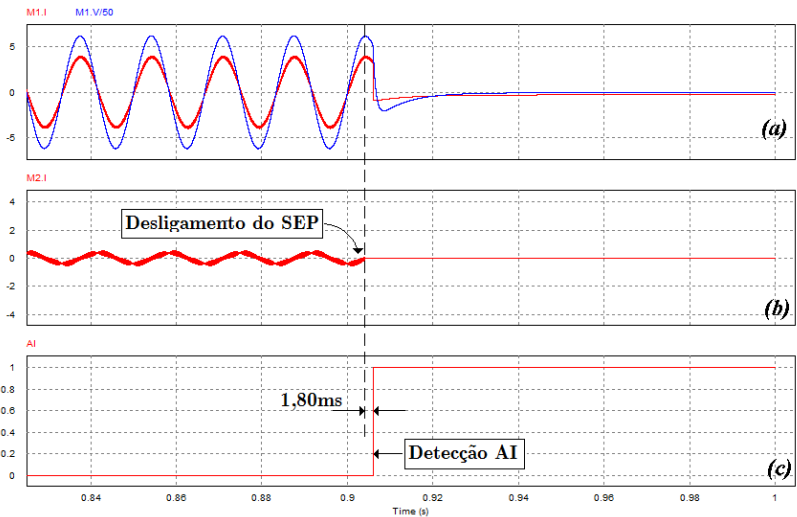


Figura 105: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 700\text{ W}$  (c).

4.8.8 **TESTE AI PARA NORMA IEEE Std 929-2000**

Na Figura 106e na Figura 107, estão ilustradas as formas de onda referentes aos testes AI para cargas RLC recomendadas pela norma *IEEE Std 929-2000* [11]. Essa segunda metodologia de testes de proteção AI é muito recomendada pela norma, pois reproduz mais fielmente a pior situação para proteção anti-ilhamento. Essa situação ocorre para cargas RLC com frequência de ressonância próxima de 60 Hz e fator de qualidade próximo de 2,5. Esses testes foram feitos em 400 W e 700 W utilizando as cargas ilustradas na Tabela 16, sendo seus valores retirados da experimentação prática. Desses dois testes, conclui-se que:

Tabela 16: Cargas para teste AI conforme norma IEEE 929-2000

IEEE 929-2000						
Cargas	Potência	Resistência	Indutância	Capacitância	Q	fo
RLC	400W	126R	152,3mH	40 μF	2,04	64,5Hz
	700W	71,5R	95mH	81,2 μF	2,10	57,3Hz

M) Idem item A;

N) A tensão no PCC após o desligamento do SEP é amortecida pela dinâmica da carga RLC;

O) Como a carga é resistiva, indutiva e capacitiva, a corrente fictícia (b) é formada pela ondulação da corrente no indutor de saída  $L_o$  e pelas correntes drenadas pelo indutor e pelo capacitor da carga. Como a carga de teste possui uma frequência de oscilação ligeiramente diferente da frequência da rede elétrica, os elementos reativos da carga RLC acabam drenando potência reativa do SEP.

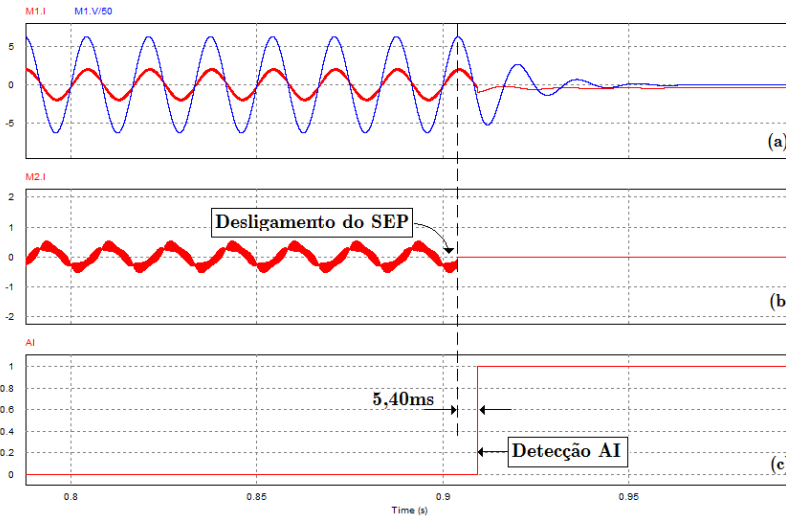


Figura 106: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 400 \text{ W}$  (c).



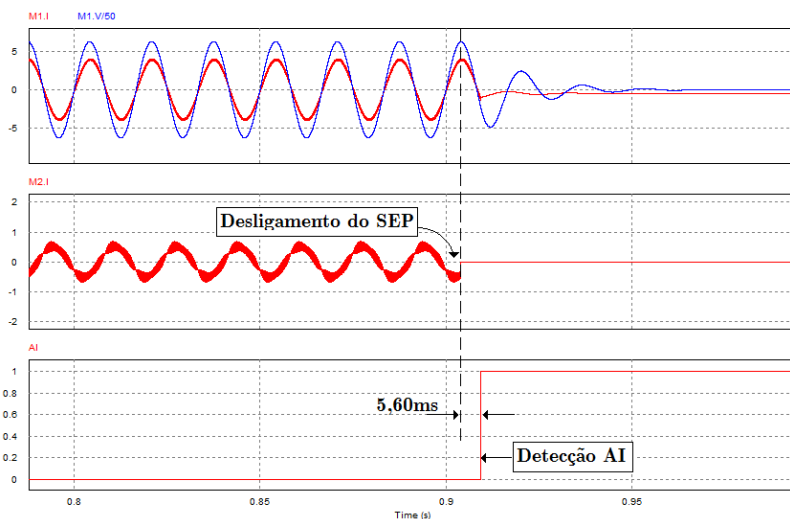


Figura 107: Tensão na carga de teste e corrente injetada pelo conversor (a); corrente fictícia após a carga de teste (b) e proteção AI para  $P_{pv} = 700 \text{ W}$  (c).

## 4.9 CONCLUSÃO

Com a realização deste capítulo e das simulações do conversor e do método AI, conclui-se que ele apresentou resultados satisfatórios com relação à detecção da formação da ilha. Esses resultados foram bem sucedidos para as cargas escolhidas nos testes AI com tempos de detecção curtos em relação ao máximo estabelecido pela norma, que é  $2,0 \text{ s}$ . O maior tempo foi obtido nas simulações com cargas RLC recomendadas pela norma *IEEE 929-2000*.

Foi obtido também bom sincronismo entre a corrente do secundário do transformador e da tensão do SEP, o que proporcionou que o conversor operasse com fator de potência praticamente unitário. Com relação à modelagem, a utilização de um modelo mais completo do transformador possibilitou a obtenção de um resultado mais refinado com relação aos transitórios na tensão da carga de teste, no momento do desligamento do SEP. Com relação ao *PLL*, ele demonstrou ter boa imunidade a ruído e boa estabilidade, conseguindo obter uma excelente precisão no reconhecimento da frequência. Devido a esses resultados, seu uso como proteção de sub e sobrefrequência será possível. O *PLL* conseguiu também rapidamente realizar o sincronismo em poucos ciclos da rede elétrica.



---

## RESULTADOS EXPERIMENTAIS

---

### 5.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é apresentar os resultados experimentais, obtidos através de um protótipo de laboratório, realizado para a proteção AI. Os testes de proteção AI foram realizados com cargas *RLC* recomendadas pela norma que possuem frequência de ressonância próxima a  $60\text{Hz}$  e fator de qualidade próximo de 2,5. Também foram feitos testes AI com cargas genéricas *R*, *RC* e *RL* especialmente selecionadas.

São ilustrados resultados experimentais do desempenho do conversor em regime nominal e as características implementadas em seu projeto que foram atendidas pelas normas da *IEEE*.

O desenvolvimento do programa do *DSP* também é detalhado, citando todas as rotinas utilizadas bem como detalhes da configuração dos periféricos do *DSP* e principais fluxogramas do *software*.

Finalmente é apresentada a conclusão dos resultados experimentais.

### 5.2 MÓDULO DE POTÊNCIA

Para este trabalho, foi utilizado o módulo *SKS 50F B6U+B2CI 10 V6* da *SEMIKRON* para realização dos ensaios operando na frequência de  $20\text{ kHz}$ . Esse módulo é composto de um retificador trifásico e um inversor monofásico *Full-Bridge* interligados por um barramento CC. Tal barramento possui um banco de capacitores de  $6 \times 680\text{ }\mu\text{F}$ , totalizando uma capacitância do barramento de  $4080\text{ }\mu\text{F}$ , com tensão máxima de operação de  $350\text{ V}_{\text{max}}$ . Uma foto do módulo é mostrada na *Figura 108*.

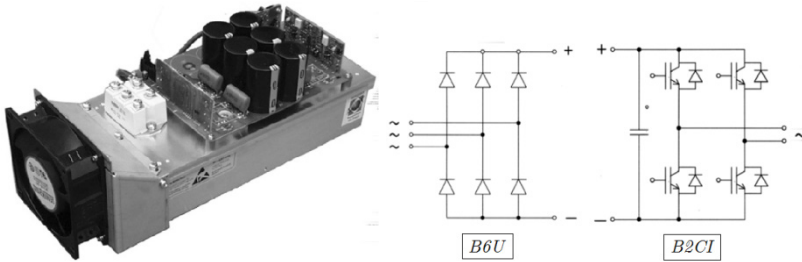


Figura 108: Módulo SKS 50F B6U+B2CI 10 V6 da SEMIKRON

O inversor do módulo é concebido utilizando o *IGBT SK GB 063*, cujas características máximas e típicas de operação sob uma temperatura ambiente de  $T_{amb} = 25^\circ C$  são dadas abaixo. Vale a pena informar que, para cada *IGBT* ilustrado no esquema da Figura 108, existe outro associado em paralelo, totalizando oito *IGBT*'s montados na estrutura *Full-Bridge* monofásica. Uma foto do *IGBT* é mostrada na Figura 109.

- Tensão máxima de bloqueio:  $V_{CES} = 600 V$
- Tensão típica de saturação:  $V_{CE(sat)} = 1,8 V$
- Tensão máxima de comando:  $V_{GES} = \pm 20 V$
- Tensão mínima de comando:  $V_{GE(th)} = \pm 5,5 V$
- Corrente máxima contínua:  $I_C = 45 A$
- Corrente máxima pulsada:  $I_{CM} = 90 A$
- Tempo de entrada em condução  $t_{d(on)} + t_r : 80 ns$
- Tempo de entrada em bloqueio  $t_{d(off)} + t_f : 275 ns$

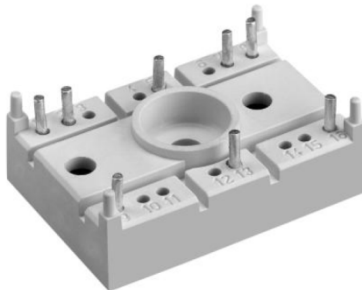


Figura 109: IGBT SK GB 063 da SEMIKRON

O retificador do módulo é concebido utilizando o retificador trifásico *SKD 62/08*, que possui as seguintes características máximas e típicas de operação sob uma temperatura ambiente de  $T_{amb} = 25^{\circ}C$ :

- Corrente máxima de condução:  $I_D = 60 A @ T_{amb} = 110^{\circ}C$
- Tensão reversa máxima:  $V_{RRM} = 800 V$
- Tensão típica de condução:  $V_F = 1,8 V$
- Tensão de queda interna:  $V_{TO} = 0,85 V$
- Resistência intrínseca interna:  $r_T = 8 m \Omega$

Vale a pena informar que, para a realização dos ensaios, a entrada do retificador foi ligada numa fonte CC, enquanto que sua saída foi ligada no barramento. Devido a bidirecionalidade de corrente da estrutura, é possível que haja eventuais surtos de corrente no barramento no momento do desligamento do SEP. A conexão da fonte CC na entrada da ponte retificadora impede que esses transientes de correntes possam entrar na fonte CC e danificá-la. Uma foto da ponte retificadora é mostrada na *Figura 110*.



*Figura 110: Retificador SKD 62/08 da SEMIKRON*

### 5.3 DSP

Para a implementação do *software*, foi utilizado o *DSP* de ponto flutuante *TMS320C28335* da TEXAS Inc. Esse *DSP* possui muitas características interessantes para este trabalho, entre elas periférico de PWM, conversor A/D de alta resolução e velocidade bem como alta capacidade de processamento. Abaixo estão listadas algumas de suas características, sendo na *Figura 111* ilustrada uma foto do cartão de desenvolvimento utilizado para o trabalho.

- Tempo de execução de instrução de  $6,67\text{ ns}$  @  $150\text{ MHz}$ ;
- CPU de  $32\text{ bits}$  implementadas em uma plataforma Harvard;
- Conversores A/D de  $12\text{ bits}$  com taxa de conversão de  $80\text{ ns}$ ;
- Periférico PWM de seis canais e alta resolução;
- Rápida resposta de interrupção;
- Suporte JTAG para emulação;
- Três temporizadores de CPU de  $32\text{ bits}$ .

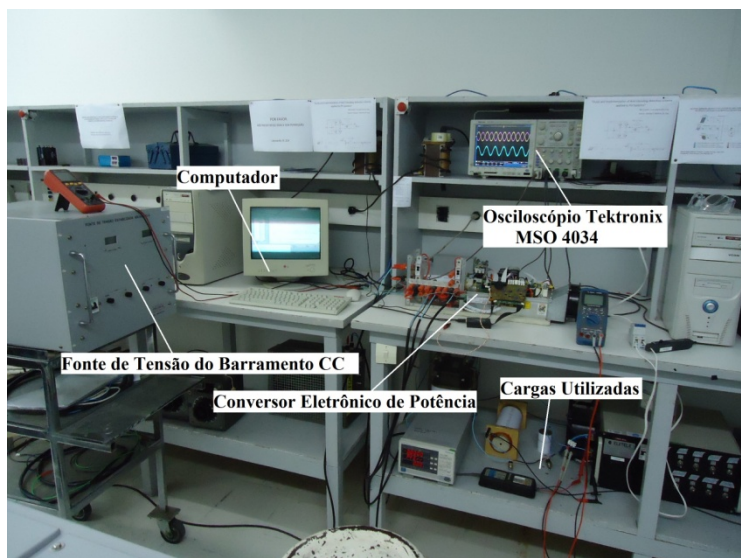


Figura 111: Cartão de desenvolvimento [TMDSCNCD28335](#)

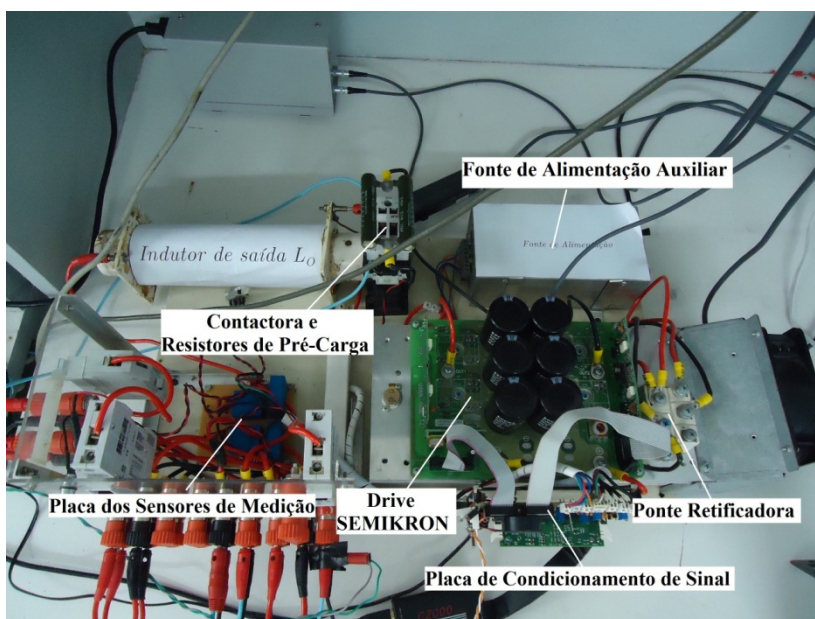
#### 5.4 BANCADA DE TESTE E CONVERSOR ELETRÔNICO

A bancada de teste é mostrada na *Figura 112*, sendo formada pelo conversor eletrônico de potência, pelas cargas utilizadas e demais equipamentos necessários para a realização dos testes. **Optou-se por utilizar no barramento uma fonte de tensão CC, uma vez que o emulador solar disponível no laboratório possui tensão máxima de saída de  $130\text{ Vcc}$ . A tensão nominal de barramento necessária para o projeto é de  $200\text{ Vcc}$ .**

Na *Figura 113*, é ilustrada uma visão geral do conversor com o *drive* da SEMIKRON utilizado, indutor de saída  $Lo$ , placa de condicionamento de sinal, fonte auxiliar de tensão, placa dos sensores de medição e resistores de pré-carga.



*Figura 112: Bancada de testes*



*Figura 113: Conversor eletrônico de potência*

### **5.5 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA COMPLETO**

O diagrama de blocos do sistema completo é ilustrado na *Figura 114*. Basicamente, foram desenvolvidos no *software* os blocos da estrutura listados abaixo. Como foi utilizada uma fonte CC no barramento, não foi necessário implementar a sua malha de controle.

- Malha de controle da corrente de saída;
- Malha de controle da corrente média do primário;
- Malha de travamento de fase (PLL);
- Proteções de sub e sobretensão CA da rede elétrica (AI);
- Proteções de sub e sobretensão CC do barramento;
- Proteções de sub e sobrefrequência da tensão da rede elétrica (AI);
- Proteção de sobrecorrente no secundário do transformador;
- Proteção por salto de fase da tensão da rede elétrica (AI);
- Rotina de partida suave do conversor;
- Rotina de inicialização e sincronismo do conversor.

Como ilustrado acima, as proteções de sub e sobretensão da rede elétrica, assim como as proteções de sub e sobrefrequência e a proteção por salto de fase, são utilizadas para proteção anti-ilhamento. Todos os blocos acima listados foram implementados na rotina de serviço de interrupção, com exceção da rotina de inicialização e sincronismo do conversor, que foi implementado na rotina principal.



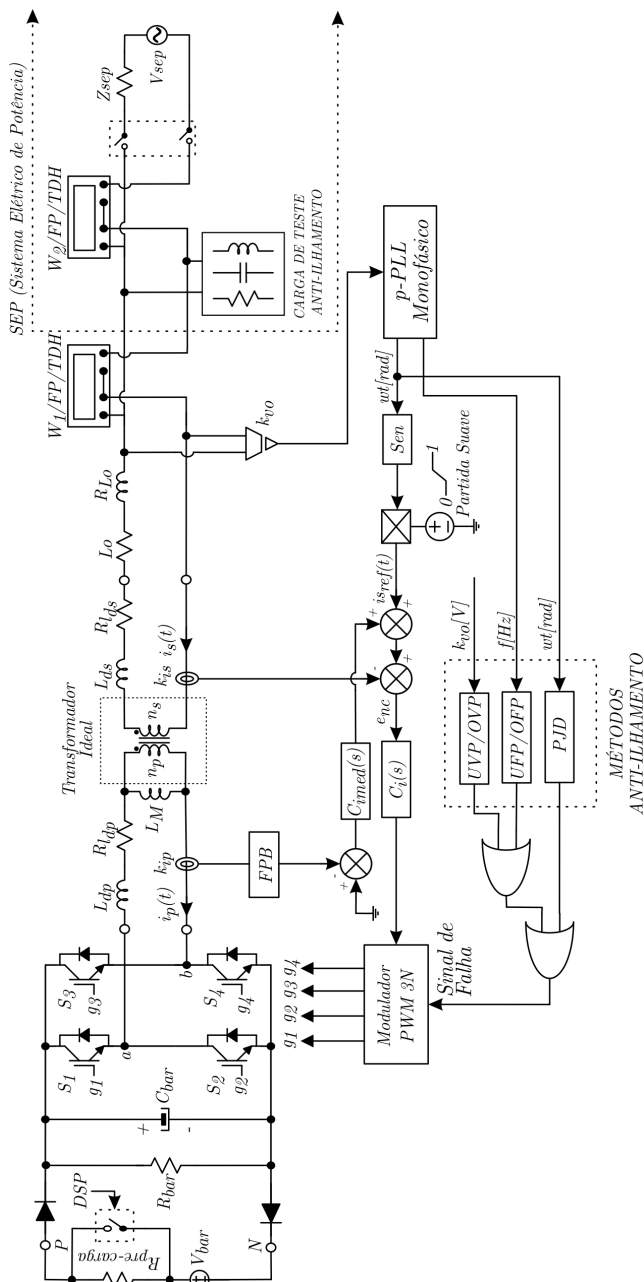


Figura 114: Diagrama de blocos do sistema completo

## 5.6 CONFIGURAÇÕES DO DSP

A configuração do Processador Digital de Sinal (DSP) foi dividida em cinco partes que são responsáveis por configurar os periféricos utilizados do dispositivo para a implementação do projeto. Essas configurações são executadas no início do programa e preparam o DSP para rodar de acordo com as necessidades do projeto.

### 5.6.1 CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA

Rotina que inicialmente realiza algumas configurações gerais do processador interno do DSP com o objetivo de habilitá-lo para rodar o programa. São elas:

- Desabilitação da interrupção geral;
- Desabilitação do temporizador do *Watchdog*;
- Configuração do *pré-scaler* do PLL interno do DSP;
- Sincronismo e habilitação do PLL interno do DSP;
- Configuração do *clock* para rodar no modo de alta velocidade HSPCLK (150MHz);
- Habilitação do *clock* para os periféricos do A/D, PWM, GPIO e XINT;
- Habilitação da interrupção geral.

### 5.6.2 CONFIGURAÇÃO DO A/D

Rotina que configura o conversor A/D do DSP para que seja possível a conversão dos sinais analógicos provenientes dos sensores do projeto. Os sensores utilizados, assim como os canais do A/D aos quais estão conectados, são listados abaixo:

- Sensor de corrente do secundário do transformador (Canal 1);
- Sensor de corrente do primário do transformador (Canal 2);
- Sensor de tensão CA da rede elétrica (Canal 3);
- Sensor de tensão CC do barramento (Canal 4).

As operações realizadas por essa rotina são listadas abaixo:

- Configura A/D para amostragem cascadeada;
- Configura A/D para realizar quatro conversões consecutivas;
- Configura os quatro canais utilizados;

- Configura o *clock* de 18,75 MHz para ser utilizado nas conversões, configurando o *pré-scaler* do *clock* do A/D para oito;
- Habilita conversor A/D.

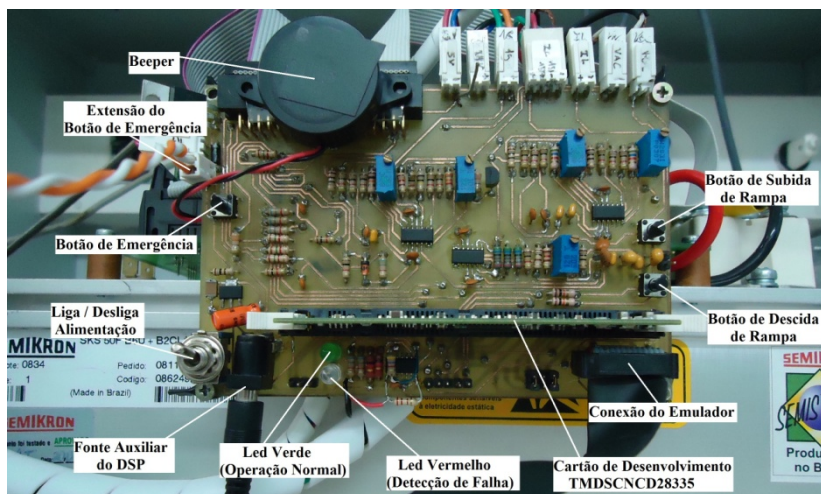
### 5.6.3 CONFIGURAÇÃO DO PWM

Rotina que configura o periférico do PWM para gerar os quatro sinais de comando para os interruptores de potência. Também é configurado nesta rotina o *Trip Zone*, que é um recurso do periférico para realizar a retirada imediata dos sinais de comando logo após a proteção AI. Como este recurso é implementado pelo fabricante do DSP no *hardware* do periférico, sua ação é muito rápida e especialmente usada para implementações de funções de proteção do conversor. As configurações do PWM são listadas abaixo:

- Configuração do *pré-scaler* do PWM para ser divisível por um. Assim, o periférico irá rodar na frequência do *core* do DSP, que é 150 MHz;
- Configuração do período do PWM para 50 ns (20 kHz);
- Configuração do defasamento de 0° e 180° para os braços da ponte;
- Contagem do contador do PWM em modo *Up/Down*;
- Tempo morto de 1,0  $\mu$ s;
- Configuração do *Trip Zone* para o modo *On-Shot*;
- Configuração do *Trip Zone* para gravar “0” lógico nos sinais de comando após a proteção AI, desabilitando os interruptores;
- Habilitação do PWM.

### 5.6.4 CONFIGURAÇÃO DO GPIO

Rotina que configura as portas de entrada e saída digitais do DSP (*General Purpose Input and Output-GPIO*). É por meio deste periférico que o programa, através do DSP, comunica-se com o mundo externo. Todas as entradas e saídas são listadas abaixo. Na *Figura 115*, é mostrada a placa de condicionamento de sinal, com destaque para as principais entradas e saídas do projeto.



*Figura 115: Visão geral da placa de condicionamento de sinal*

→GPIO 0-3: Utilizadas como saída para os quatro sinais de comando dos interruptores. Estão configuradas para ser usadas pelo periférico do PWM.

→GPIO 5: Utilizada como saída para acionamento do contactor utilizado na pré-carga do capacitor do barramento CC.

→GPIO 19: Utilizada como entrada para o usuário habilitar, por meio de um botão, o início da **rampa de subida** da partida suave do conversor.

→GPIO 23: Utilizada como entrada para o usuário habilitar, por meio de um botão, o início da **rampa de descida** do desligamento do conversor.

→GPIO 6: Utilizada como saída para indicar visualmente, por meio de um **led verde**, que o conversor reconheceu a tensão nominal da rede elétrica, sua frequência e a tensão CC nominal do barramento. Assim, o conversor está sincronizado com a rede e pronto para iniciar sua operação normal por meio da partida suave. As faixas de operação desses três parâmetros são listadas na *Tabela 17*.

*Tabela 17: Faixas de valores para operação normal do conversor*

<i>Parâmetro</i>	<i>Limite Inferior</i>	<i>Limite Superior</i>
<i>Tensão do Barramento</i>	<i>170V<sub>cc</sub></i>	<i>230V<sub>cc</sub></i>
<i>Tensão da Rede Elétrica</i>	<i>1,10pu</i>	<i>0,88pu</i>
<i>Frequência da Rede Elétrica</i>	<i>60,5Hz</i>	<i>59,3Hz</i>

→GPIO 11: Utilizada como saída para indicar visualmente, por meio de um **led vermelho**, uma falha ocorrida no inversor que ocasionou seu desligamento. Esta saída também é ligada num *beeper* que sinaliza sonoramente a detecção da falha. Cada falha do conversor possui um código (número de um até oito). Depois de ocorrida a falha, essa saída irá pulsar de modo intermitente de acordo com o código da falha ocorrida. Essas falhas são **acionadas por software** e seus códigos listados na *Tabela 18*.

*Tabela 18: Lista dos códigos de falhas acionadas por software*

<i>Proteções por Software (*) - IEEE Std 929-2000</i>	<i>Limite</i>	<i>Código</i>
<i>Sobretensão da Rede Elétrica</i>	<i>1,10pu*</i>	<i>1</i>
<i>Subtensão da Rede Elétrica</i>	<i>0,88pu*</i>	<i>2</i>
<i>Sobrefrequência da Rede Elétrica</i>	<i>60,5Hz*</i>	<i>3</i>
<i>Subfrequência da Rede Elétrica</i>	<i>59,3Hz*</i>	<i>4</i>
<i>Sobretensão CC do Barramento</i>	<i>230V<sub>cc</sub></i>	<i>5</i>
<i>Subtensão CC do Barramento</i>	<i>170V<sub>cc</sub></i>	<i>6</i>
<i>Sobrecorrente do Secundário do Trafo</i>	<i>8Apk</i>	<i>7</i>
<i>Pulo de Fase da Tensão da Rede Elétrica</i>	<i>+/- 1°</i>	<i>8</i>

Na *Figura 116*, é mostrada a intermitência da sinalização do código da falha detectada. Nota-se que após a repetição do pulso de acordo com o código da falha, o programa espera confirmação pelo botão de emergência para repetir novamente o processo e habilitar o conversor para operar normalmente.

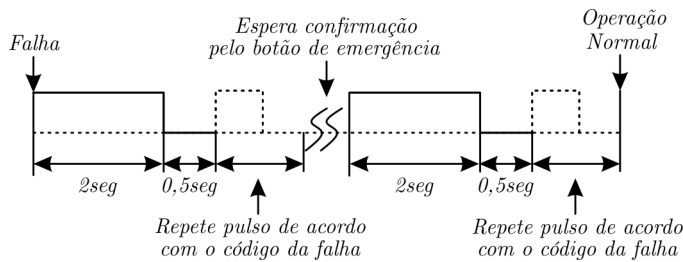


Figura 116: Sinalização das falhas detectadas por software

→GPIO 15: Utilizada como entrada para receber a sinalização de falha do conversor proveniente das proteções de *hardware* implementadas na placa de condicionamento de sinal. São quatro proteções ao total, listadas na *Tabela 19*.

Tabela 19: Lista de falhas acionadas por hardware

Proteções por Hardware	Limite	Código
Botão de emergência		0
Erro do Drive 1		
Erro do Drive 2		
Sobretensão CC do Barramento	350Vcc	

*Botão de Emergência:* Acionado externamente pelo usuário através de um botão. Utilizado para desligar os sinais de comando de PWM pelo recurso do *Trip Zone* numa situação de emergência.

*Erro do Drive 1 e 2:* Sinal de erro gerado pelo *drive* da SEMIKRON quando os dois IGBT's do mesmo braço são comandados a conduzir. Esta situação poderia gerar um curto de braço e a danificação dos interruptores. Para evitar esse problema, o PWM está configurado com um tempo morto de 1,0  $\mu$ s.

*Sobretensão CC do Barramento:* Sinal de erro gerado por um circuito auxiliar na placa de condicionamento de sinal quando a tensão do barramento ultrapassar 350 Vcc. Os capacitores utilizados no barramento do módulo da SEMIKRON possuem especificação máxima de tensão de 400 Vcc.

Na *Figura 117*, é mostrada a intermitência da sinalização das falhas detectadas por *hardware*. Nota-se que 2,5 s depois da detecção da falha, o programa espera confirmação pelo botão de emergência para

repetir novamente o processo e habilitar o conversor para operar normalmente.

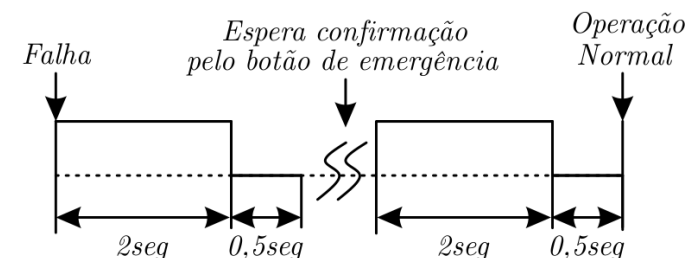


Figura 117: Sinalização das falhas detectadas por hardware

### 5.6.5 CONFIGURAÇÃO DAS INTERRUPÇÕES

Rotina que configura as interrupções utilizadas pelo programa. Neste projeto somente será utilizada a interrupção do periférico do PWM. Portanto, somente o PWM ficará responsável pelo acesso à rotina de serviço de interrupção (ISR). Como o PWM está configurado para uma frequência de 20 kHz e modo de contagem Up/Down, a interrupção gerada terá o dobro da frequência, ou seja, 40 kHz, como mostrado na Figura 118.

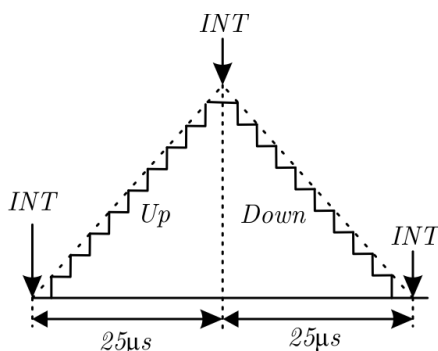


Figura 118: Contagem do Timer do PWM e a geração da Interrupção

Abaixo estão listadas as operações feitas por essa rotina:

- Desabilita todas as interrupções (PIE);
- Limpa registros de sinalização das interrupções do PWM;
- Habilita geração de interrupção nos registros do PWM;
- Configura o vetor de interrupção para os dois módulos de PWM;

- Habilita geração de interrupção pelo PWM no registro PIE;
- Habilita somente a linha correspondente à interrupção do PWM na tabela de vetores de interrupção do DSP;
- Habilita todas as interrupções (PIE).

## **5.7 DESENVOLVIMENTO DO SOFTWARE**

Basicamente, o *software* é dividido em duas partes. A primeira, que é a rotina principal de programa, contempla as configurações iniciais do DSP juntamente com o laço infinito de execução. A segunda parte, que é a rotina de serviço de interrupção, contempla todo o resto do *software*, como as malhas de controle e PLL.

### **5.7.1 ROTINA PRINCIPAL DE EXECUÇÃO**

A rotina principal de execução tem como objetivo realizar as configurações básicas do DSP e executar o laço infinito do *software*. Uma vez que a execução do DSP entra nesse laço, nunca mais sai, rodando somente as rotinas presentes em seu interior e as rotinas presentes na interrupção. Na *Figura 119*, está ilustrado o fluxograma da rotina principal.



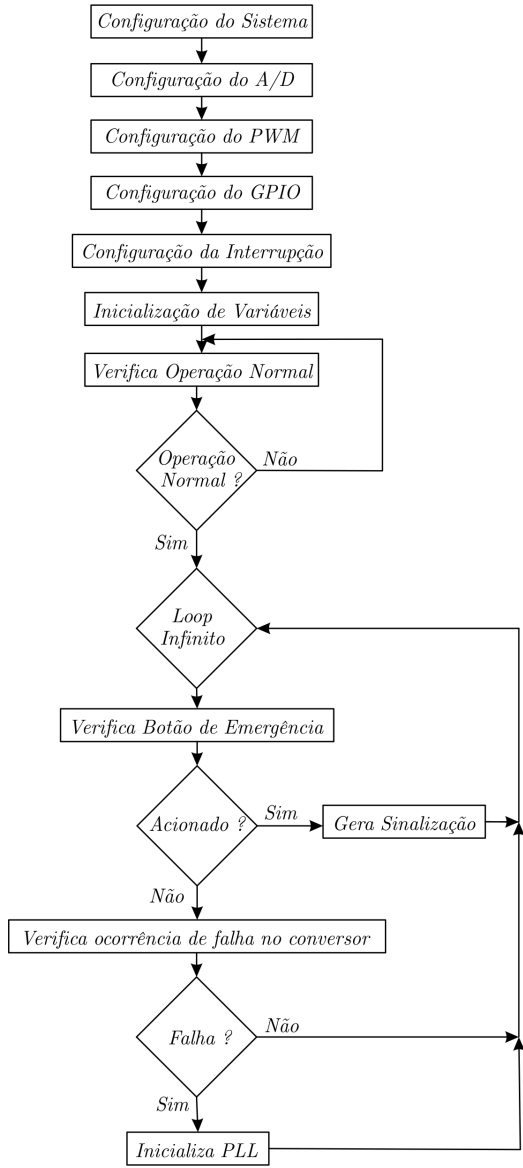


Figura 119: Fluxograma da Rotina Principal

### 5.7.1.1 ROTINA DE OPERAÇÃO NORMAL

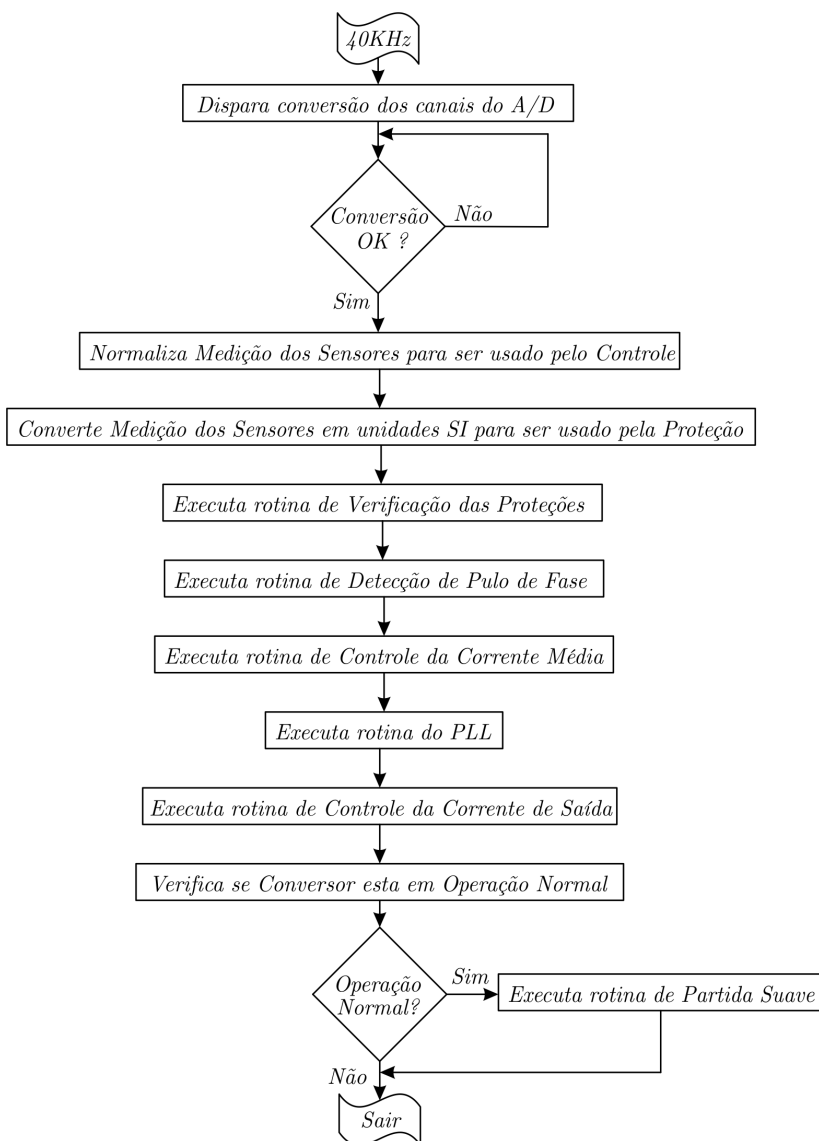
Tem como função verificar se os parâmetros elétricos básicos do conversor estão dentro das faixas citadas na *Tabela 17*. Como citado anteriormente, esses parâmetros são a frequência e a tensão da rede elétrica CA e a tensão do barramento CC. Uma vez atendidos esses requisitos, o conversor sinaliza para o resto do programa que o conversor está pronto para funcionar. Vale a pena lembrar que, no instante em que o PLL reconhece a frequência da fundamental da tensão, é obtido automaticamente o sincronismo.

### 5.7.1.2 ROTINA DE INICIALIZAÇÃO DO PLL

Tem como função inicializar as variáveis internas do PLL e esperar um tempo de 2 s para ele reconhecer e sincronizar com a rede elétrica novamente. Esta rotina é executada sempre que os limites da *Tabela 18* forem ultrapassados, mudando o modo de operação do conversor para o modo de falha.

### 5.7.2 ROTINA DE SERVIÇO DE INTERRUPÇÃO

A rotina de serviço de interrupção é responsável por executar toda a parte de controle do projeto, inclusive a verificação das proteções da *Tabela 18*, PLL e leitura dos sensores de tensão e corrente. Seu fluxograma geral é mostrado na *Figura 120*. É dividida em sete partes, como mostrado a seguir.



*Figura 120: Fluxograma geral da rotina de serviço de interrupção*

#### 5.7.2.1 ROTINA DE PROTEÇÃO

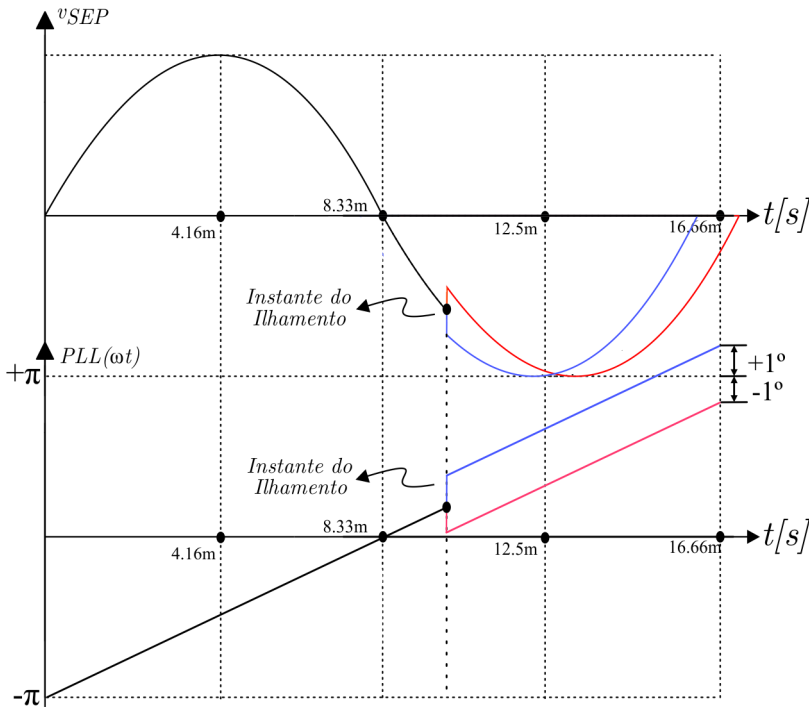
Tem como função analisar se os limites das proteções citadas na *Tabela 18* foram ultrapassados, baseado nas medições dos sensores de

tensão e corrente convertidos em unidades do SI. Em caso afirmativo, é realizado o desligamento dos sinais de comando dos interruptores. Logo após, é executado o procedimento de sinalização da falha ilustrado na *Figura 116*. O programa então espera a confirmação do usuário para retornar ao modo de operação normal.

### 5.7.2.2 ROTINA DO MÉTODO POR SALTO DE FASE

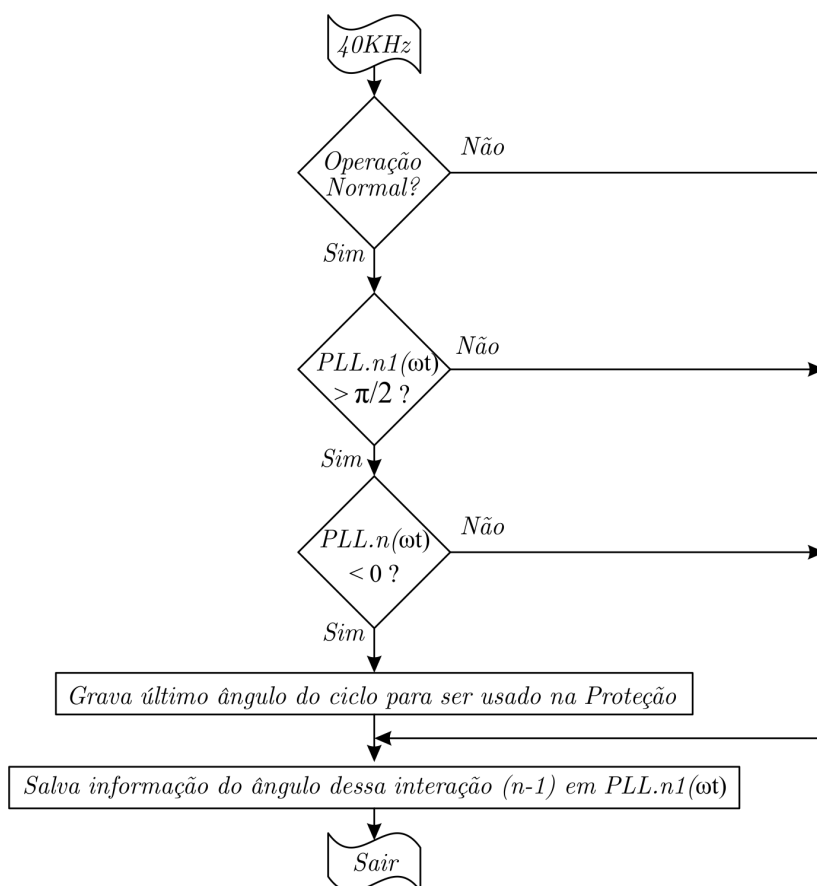
Essa rotina tem como função ficar monitorando a evolução do ângulo da tensão fundamental da rede gerada pelo PLL e gravar, em uma variável no programa, o ângulo em que cada ciclo da rede acaba. Tipicamente, esse ângulo fica em torno de  $2\pi$  radianos. Essa variável irá conter o ângulo final de cada ciclo da tensão da rede elétrica e será usada pela rotina de proteção para avaliar se houve salto de fase.

Para este projeto, foi arbitrada uma janela angular de  $2^\circ$  ( $\pm 1^\circ$ ) para considerar o conversor operando normalmente, conforme mostra a *Figura 121*. A informação angular está defasada de  $\pi$  radianos.



*Figura 121: Tensão da rede elétrica e informação angular do PLL*

A leitura do último ângulo do ciclo da tensão é feita quando o ângulo na interação atual do algoritmo for negativo e o ângulo da interação anterior for positivo e maior que  $\pi/2$ , como mostrado na *Figura 122*. Neste caso, o ângulo da interação anterior terá o valor do ângulo em que o ciclo da tensão da rede acabou. Uma vez salvo esse valor numa variável específica, a rotina de proteção poderá usá-lo para detectar um salto de fase.



*Figura 122: Fluxograma do Método por Salto de Fase*

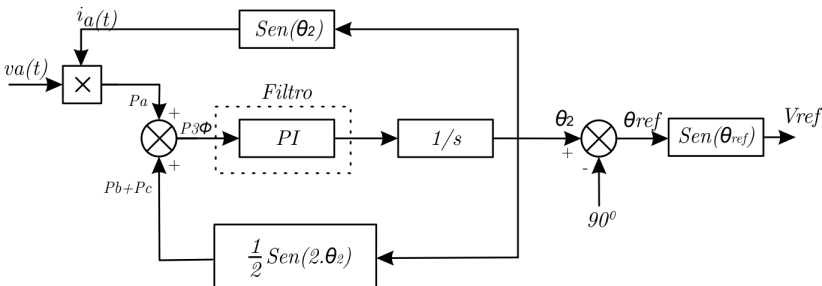
### 5.7.2.3 ROTINA DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA

Seu objetivo é realizar o controle da corrente média do primário do transformador e evitar a saturação de sua magnetizante. Como o sensor da malha de controle da corrente de saída está alocado no secundário, o compensador  $C_i(s)$  poderia acumular nível médio e saturar. Isto seria desastroso, pois a ponte colocaria em curto o barramento CC por meio do enrolamento primário. Tal fato poderia acontecer porque o transformador não reflete, em regime permanente, níveis médios de corrente do primário para o secundário.

Para isso, foi implementada essa malha de controle da corrente média do primário. Também faz parte desta malha o filtro passa-baixa  $FPB(s)$ , ilustrado no diagrama de blocos da *Figura 114*, que é executado numa frequência de  $1,0 \text{ kHz}$ . Já o compensador  $Cimed(s)$  é executado numa frequência de  $40 \text{ kHz}$ . Os parâmetros implementados do filtro  $FPB(s)$  e do compensador  $Cimed(s)$  seguem suas especificações de projeto realizadas no capítulo 4.

### 5.7.2.4 ROTINA DO PLL

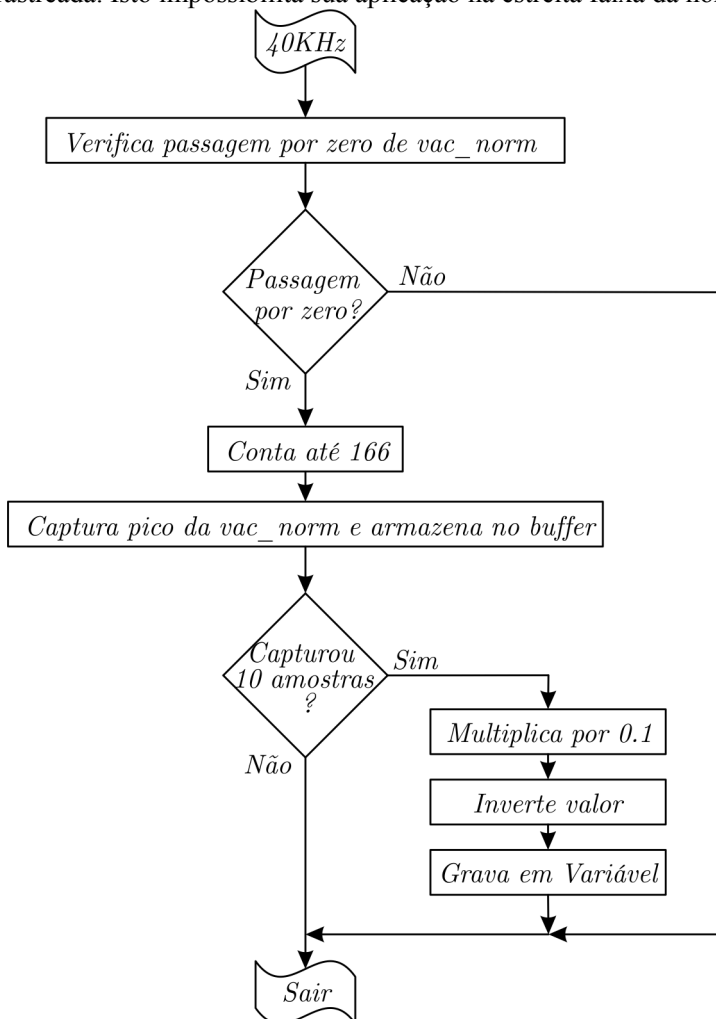
Sua função é executar a malha de travamento de fase (PLL) no intuito de reconhecer a frequência da rede e gerar uma base angular sincronizada com a fundamental. Essa base angular é usada para a referência da malha de controle da corrente e para a proteção por salto de fase, conforme mostra a *Figura 121*. Na *Figura 123*, é repetido o diagrama de blocos do PLL monofásico implementado.



*Figura 123: Diagrama de blocos do PLL monofásico*

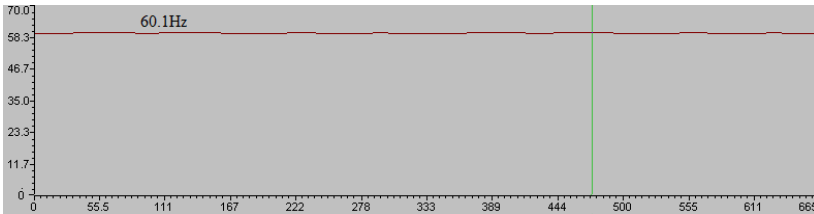
Para adequar o desempenho do rastreamento da frequência da rede elétrica segundo a norma *IEEE Std 929-2000*, foi desenvolvido um

normalizador de sinal na entrada do PLL. Este bloco tem como função manter a entrada do PLL sempre normalizada independentemente das variações de tensões da rede. Isto permitiu que ele operasse na estreita faixa de frequência recomendada pela norma, que é 59,3Hz a 60,5Hz. Seu funcionamento é demonstrado no fluxograma da *Figura 124*. Vale a pena lembrar que se o sinal na entrada do PLL não estiver normalizado, a tendência é aparecer uma ondulação na informação da frequência por ele rastreada. Isto impossibilita sua aplicação na estreita faixa da norma.



*Figura 124: Fluxograma do Normalizador de Sinal de PLL*

Na *Figura 125*, é ilustrada uma amostra da frequência da rede elétrica tirada da ferramenta *Graph View* do *Code Composer Studio V3.3*, em que se observa pouca ondulação no reconhecimento da frequência.



*Figura 125: Amostra do Rastreamento de Frequência do PLL*

#### 5.7.2.5 ROTINA DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE SAÍDA

Esta rotina tem como função realizar o controle da corrente de saída do conversor através de uma malha fechada utilizando o compensador  $C_i(s)$  descrito na *Figura 114*. A referência desta malha é gerada matematicamente por uma função seno que utiliza a referência angular do PLL para reproduzir uma senóide na saída em fase com a tensão. Fazendo isso, garante-se uma corrente senoidal mesmo tendo uma tensão distorcida na rede elétrica.

Na saída do compensador, foi implementado um saturador para limitar a faixa de atuação do PI, que é executado numa frequência de 40 kHz. Os parâmetros implementados do compensador  $C_i(s)$  seguem suas especificações de projeto realizadas no capítulo 4.

#### 5.7.2.6 ROTINA DA PARTIDA SUAVE

Rotina responsável por gerar uma rampa de subida e descida unitária na entrada da malha de corrente da saída para gerar uma partida suave no conversor. A intenção com isso é fracionar a referência da malha, suavizando a partida. Tanto as rampas de subida como as de descida são acionadas pelo usuário através das entradas GPIO 19 (subida) e GPIO 23 (descida), mostradas na *Figura 115*. A rampa possui um tempo de subida e descida de 7 s, como ilustrado na *Figura 126*.



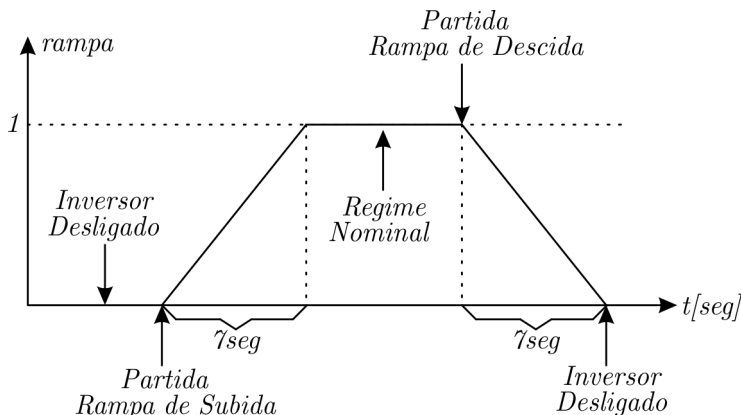


Figura 126: Rampas de subida e descida acionadas pelo usuário

#### 5.7.2.7 ROTINA DE INICIALIZAÇÃO DE VARIÁVEIS

A rotina de inicialização de variáveis é executada no início do programa quando o DSP é ligado e no final de cada procedimento de sinalização de falhas do conversor, tanto as geradas por *software* como por *hardware*. Abaixo estão listadas as variáveis inicializadas por essa rotina:

- Índice de modulação do conversor;
- Variáveis do normalizador do PLL;
- Variáveis do compensador  $C_i(s)$ ;
- Variáveis do compensador  $C_{imed}(s)$  e do filtro  $FPB(s)$ ;
- Variáveis da rotina de partida suave;
- Variáveis da rotina de detecção por salto de fase.

### 5.8 ENSAIOS E VALIDAÇÃO

#### 5.8.1 AFERIÇÃO DA MEDIÇÃO DOS SENSORES

Para realizar a aferição dos sensores utilizados no projeto, o sistema foi posto funcionando em malha aberta através de um varivolt conectado ao primário, como mostra a Figura 127. No secundário, foi conectada uma carga resistiva de  $1\text{ kW}$ , colocando o sistema na sua carga nominal.

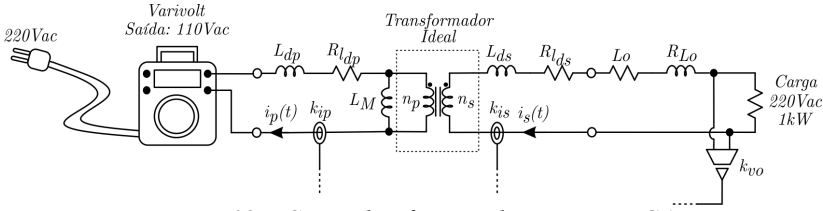


Figura 127: Setup de aferição dos sensores CA

Na Figura 128, é ilustrada a montagem dos sensores de tensão e corrente no protótipo. Basicamente são quatro sensores utilizados: dois de tensão e dois de corrente.

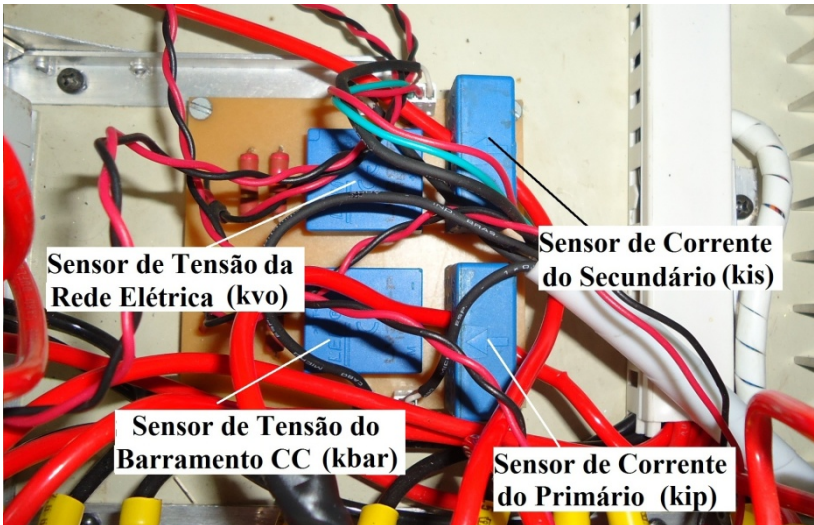
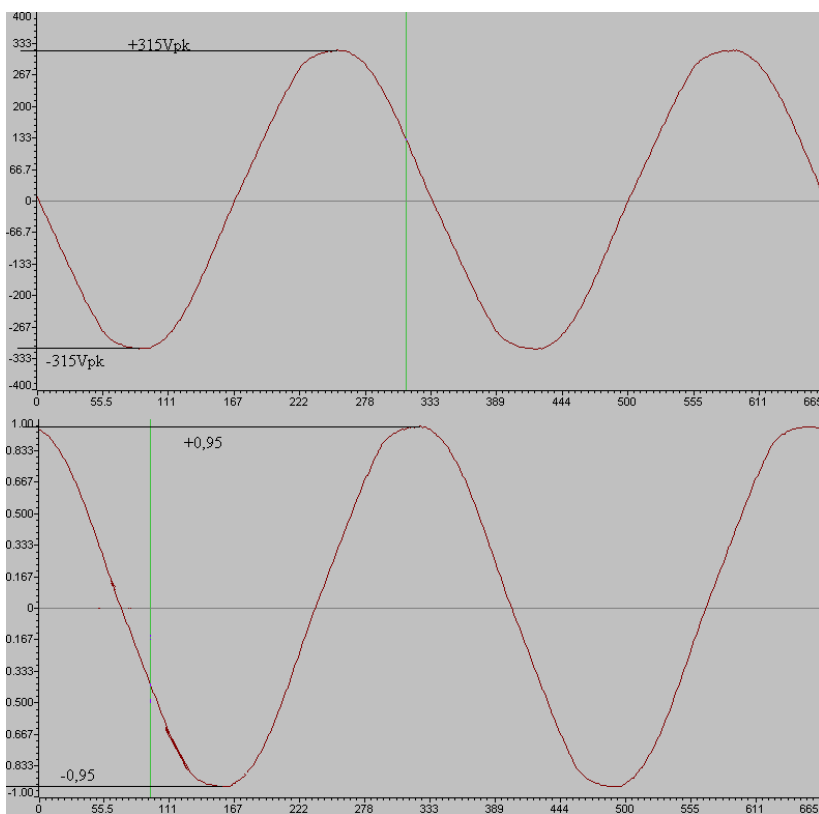


Figura 128: Placa dos sensores de tensão e corrente

Ajustando os ganhos no *software* relativos aos sensores  $k_{ip}$ ,  $k_{is}$  e  $k_{vo}$  encontram-se as formas de onda das Figura 129, Figura 130 e Figura 131. Tais formas de onda foram retiradas da ferramenta *Graph View* do *Code Composer Studio V3.3*. Como já comentado, os sinais (em unidades do SI) são usados pelo *software* para as rotinas de proteção e os sinais normalizados para as rotinas de controle.



*Figura 129: Aferição da medição do sensor de tensão da rede elétrica:  
(a)SI; (b)Normalizado*

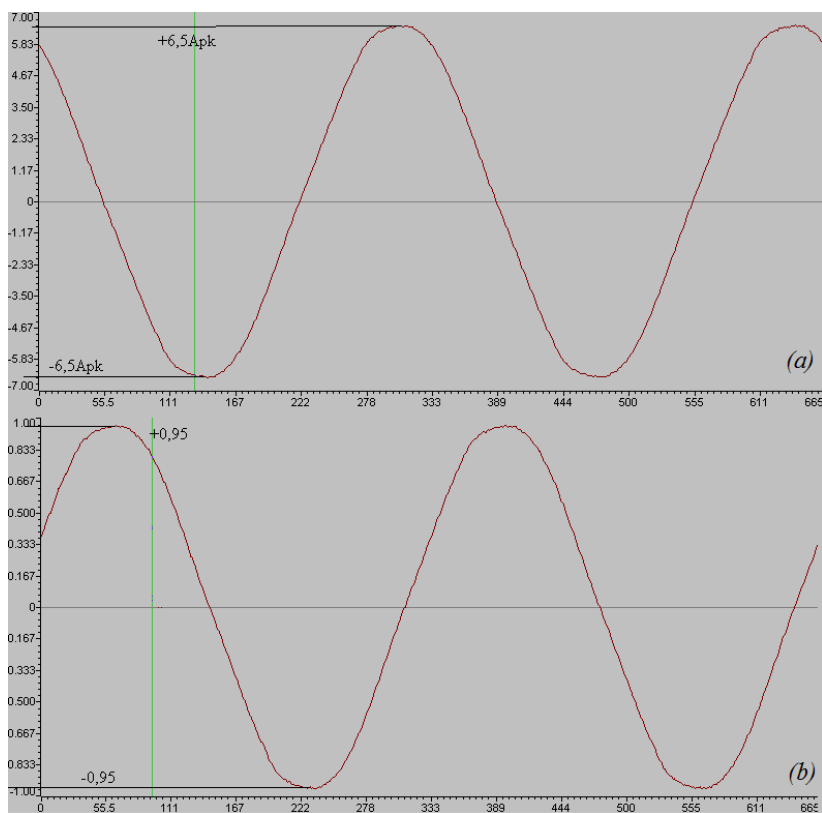
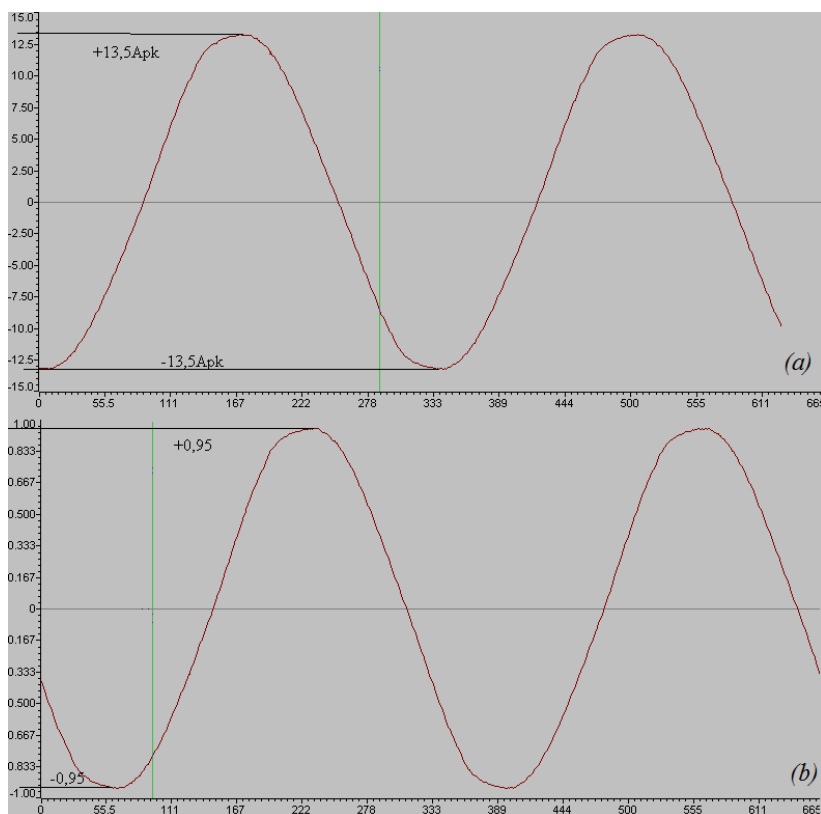


Figura 130: Aferição da medição do sensor de corrente do secundário:  
(a)SI; (b)Normalizado



*Figura 131: Aferição da medição do sensor de corrente do primário:  
(a)SI; (b)Normalizado*

Para ajustar o ganho do sensor de tensão do barramento, foi conectada a fonte CC ajustada em  $141V_{dc}$  com a ponte de IGBT's desligada, como ilustra a *Figura 132*.

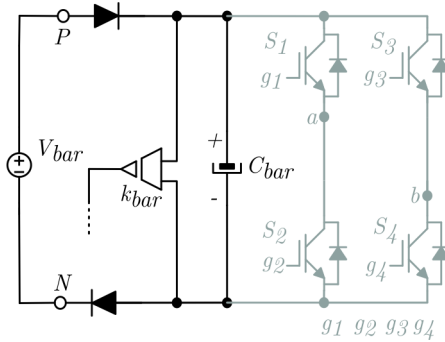


Figura 132: Setup de aferição do sensor CC

Ajustando o ganho no *software* relativo ao sensor  $k_{bar}$ , encontra-se a forma de onda da Figura 133. Como foi utilizada no barramento uma fonte de tensão CC, não foi necessário implementar a malha de controle da tensão do barramento. Uma vez que o emulador solar disponível no laboratório possui tensão máxima de saída de  $130 V_{cc}$ , a tensão nominal de barramento necessária para o projeto é de  $200 V_{cc}$ . Devido a esse motivo, esse sensor não precisa de sinal normalizado.

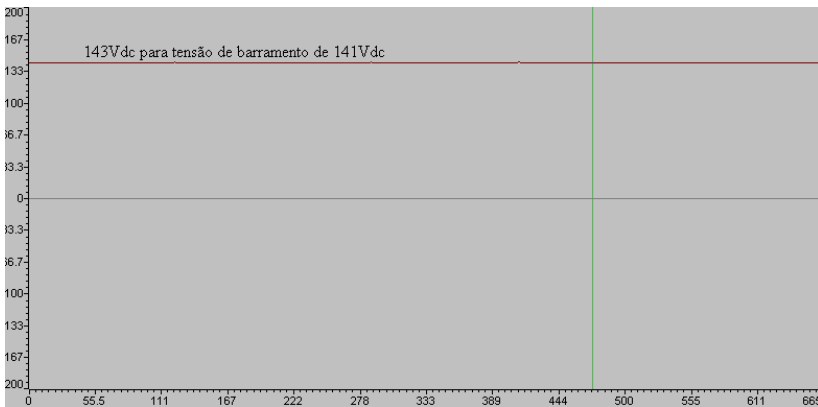
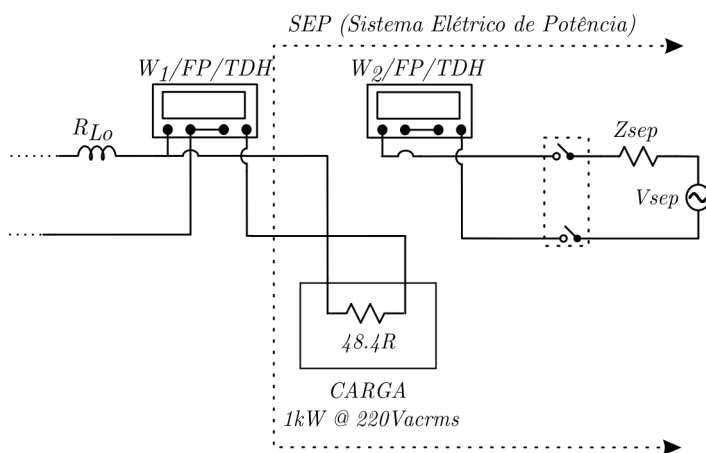


Figura 133: Aferição da medição do sensor de tensão do barramento CC: SI

### 5.8.2 OPERAÇÃO NOMINAL EM MALHA ABERTA

Para a validação da modulação *PWM* e da partida suave, o conversor foi posto para funcionar em regime nominal em malha aberta alimentando uma carga resistiva de  $1 kW$  para  $220 Vac$ , como mostra a

*Figura 134.* Vale a pena salientar que, neste teste, o gerador de rampa emulado via *software* foi conectado no índice de modulação. Isso proporciona rampa de subida de tensão que inicia em  $0\text{ Vacrms}$  e vai até  $220\text{ Vacrms}$  num intervalo de tempo de  $7,0\text{ s}$ . Na implementação em malha fechada, o mesmo gerador de rampa é conectado na entrada da referência da malha de controle da corrente, proporcionando uma rampa da potência injetada na rede elétrica e, conseqüentemente, a partida suave do conversor.



*Figura 134: Setup de teste para malha aberta em regime nominal*

Na *Figura 135*, são ilustrados os sinais de comando de cada interruptor. Em verde, é mostrado um sinal de teste produzido por uma saída digital cujo valor é invertido a cada entrada na interrupção. Nota-se que os sinais de comando são alinhados pelo centro.

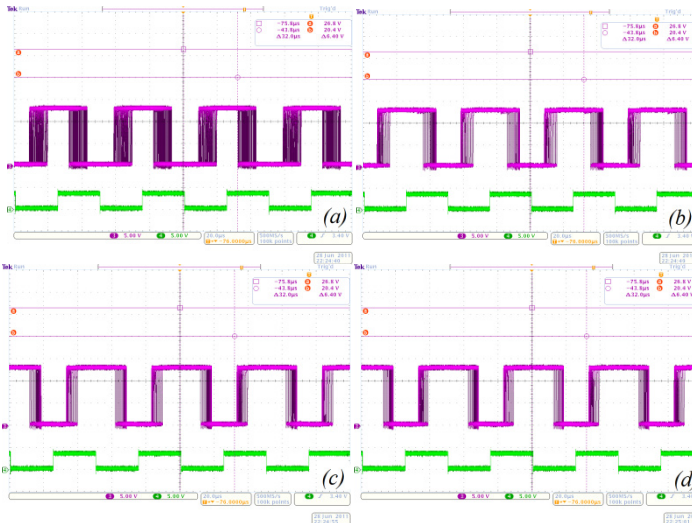


Figura 135: Sinais de comando para os interruptores: (a) g1; (b) g2; (c) g3; (d) g4.

Na Figura 136, é mostrada a forma de onda da tensão na carga gerada pelo conversor em regime nominal  $1kW$ . Já na Figura 137, observam-se as formas de onda da tensão na carga e corrente no secundário, assim como a visão geral da partida suave proporcionada pelo gerador de rampa acoplado no índice de modulação do conversor.

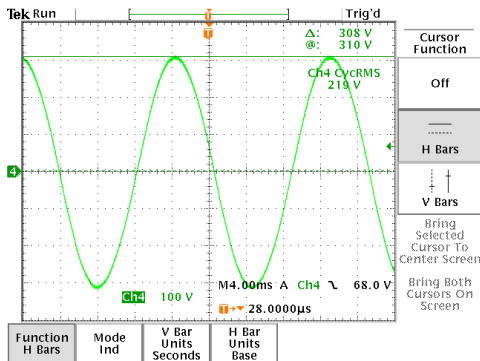


Figura 136: Tensão de saída na carga com conversor em malha aberta



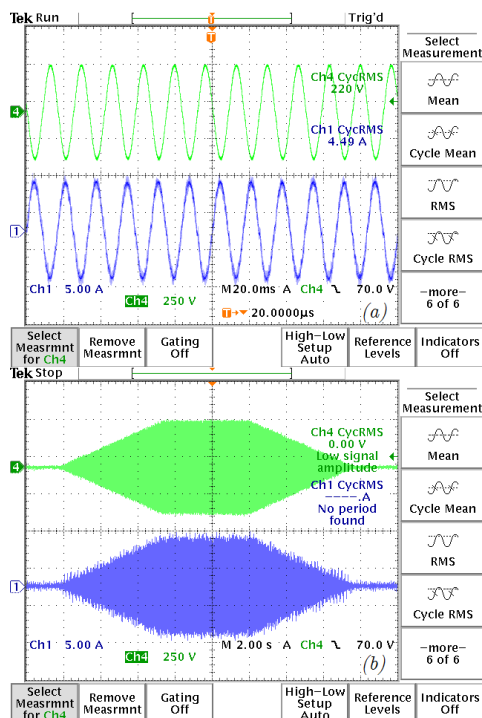


Figura 137: Tensão de saída na carga e corrente no secundário (a); Partida Suave (b).

### 5.8.3 POSIÇÃO DAS PONTEIRAS DO OSCILOSCÓPIO

Para os testes posteriores, foram medidos nos ensaios os sinais de tensão e correntes presentes na *Figura 138*. As posições das ponteiras do osciloscópio foram alocadas conforme a descrição abaixo:

→Canal 1 (azul escuro): Mensura a tensão da rede elétrica sobre a carga de teste.

→Canal 2 (azul claro): Mensura a corrente de saída do conversor.

→Canal 3 (rosa): Mensura a corrente do SEP após a carga de teste. **Como a carga de teste modela as cargas distribuídas pelo sistema elétrico para a pior situação de proteção AI, numa situação real ela é hipotética. Logo, a corrente mensurada neste canal é necessária somente para informar o instante do desligamento do SEP. Essa corrente não possui significado físico numa situação real, pois numa situação real as cargas estão distribuídas.**

→ Canal 4 (verde): Mensura o sinal de comando PWM para informar o instante em que é feita a proteção AI e o desligamento do conversor.

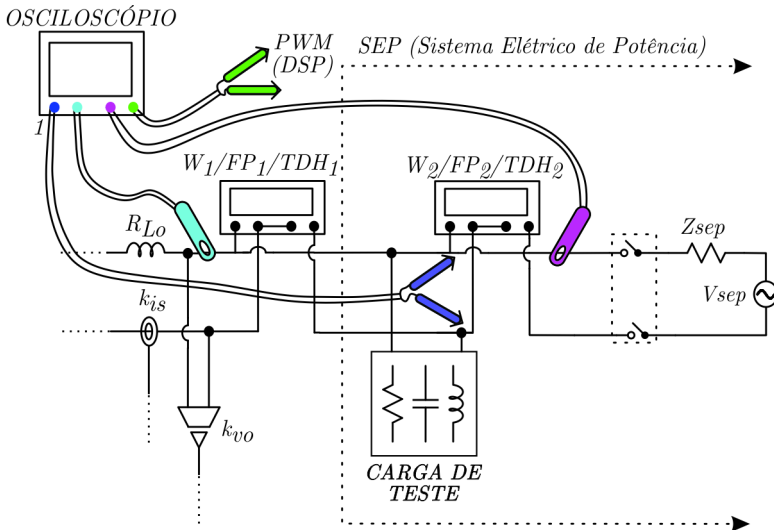


Figura 138: Posição das ponteiros do osciloscópio

#### 5.8.4 OPERAÇÃO NOMINAL EM MALHA FECHADA SEM CARGA

Como o modelo utilizado para a carga de teste modela as cargas distribuídas pelo sistema elétrico para a pior situação de detecção, **numa situação real ela é hipotética**. Tendo isso em mente, foi realizado esse ensaio com o conversor diretamente conectado na rede elétrica, sem carga de teste. Essa é a situação real de funcionamento deste inversor, conforme ilustra a Figura 139.

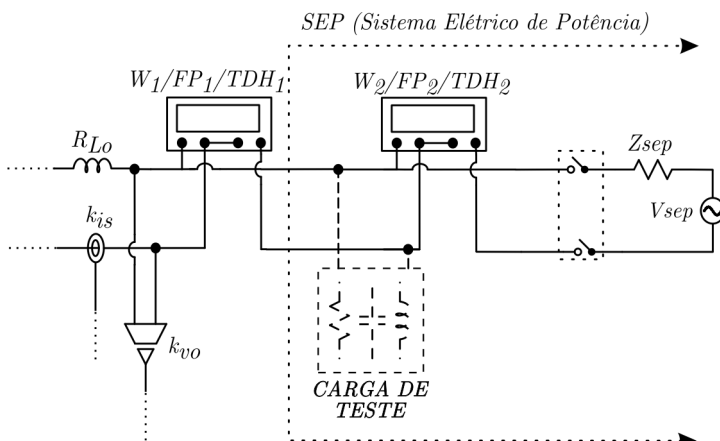


Figura 139: Ensaio nominal em malha fechada sem carga

Na Figura 140 e na Figura 141, observam-se as formas de onda antes e depois da partida suave do conversor. Repara-se que em situação nominal, o conversor apresenta um fator de potência de 0,9996 e taxa de distorção da corrente de 1,35%, o que está bem abaixo dos 5% exigidos pela norma. No final deste capítulo, serão apresentadas todas as características elétricas do conversor enquadradas nas normas.

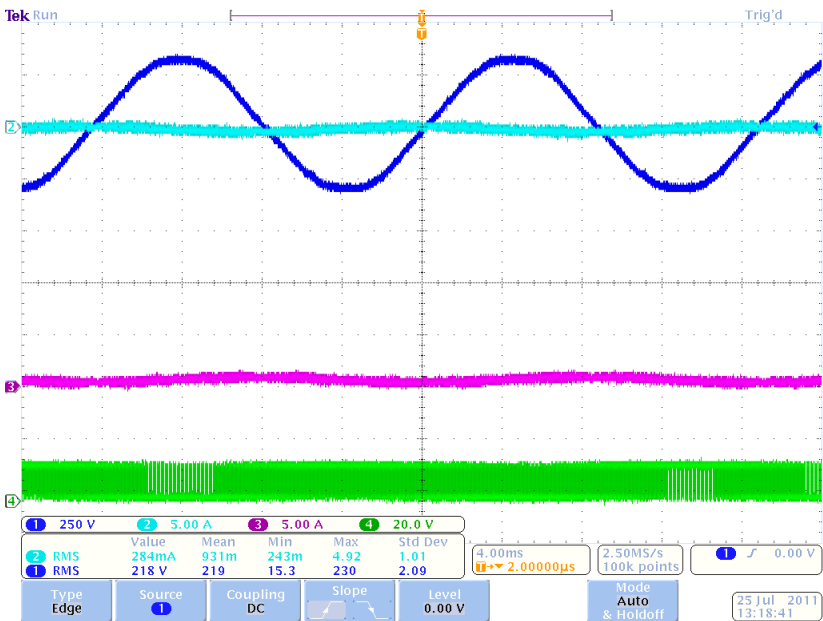


Figura 140: Formas de onda antes da partida suave

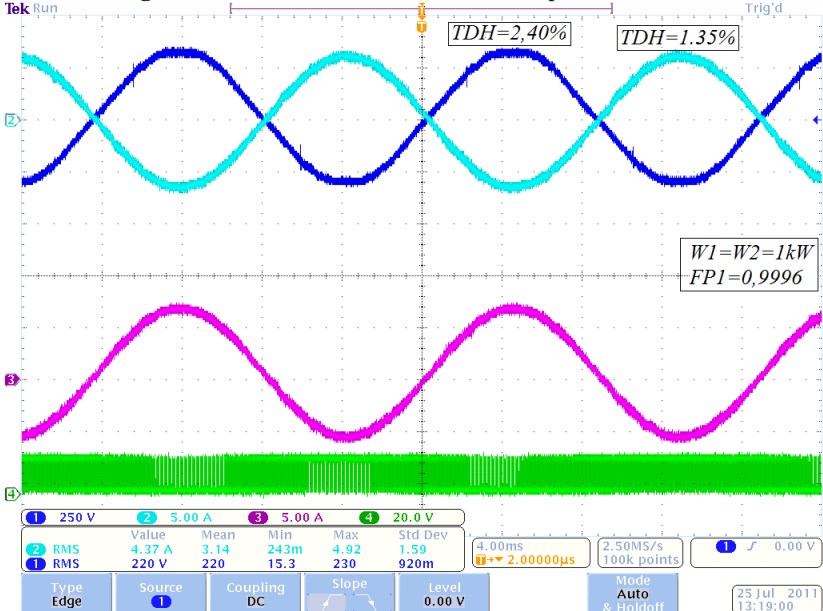
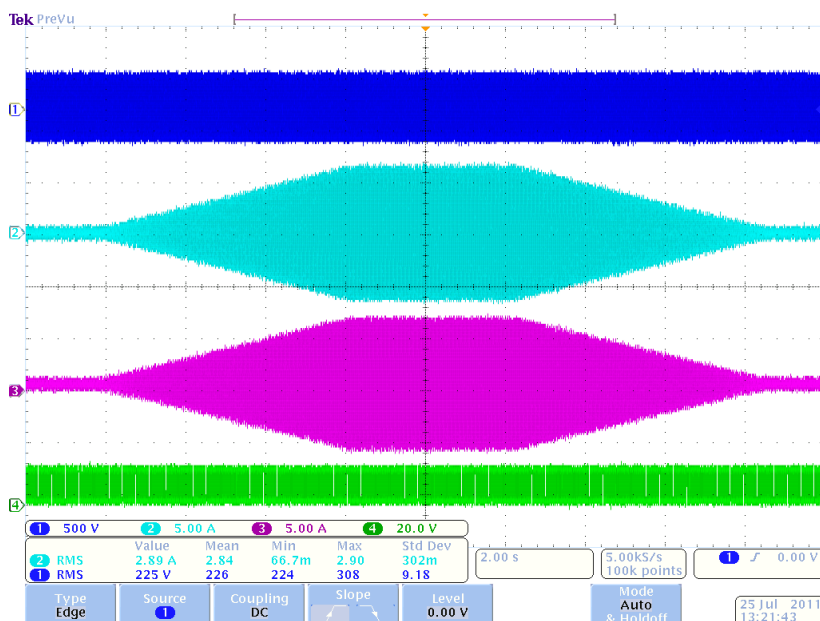


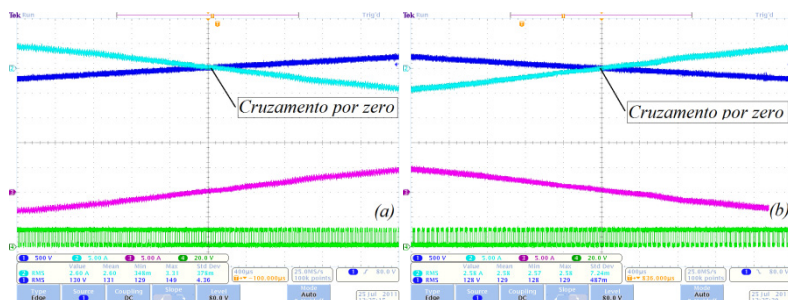
Figura 141: Formas de onda depois da partida suave (Regime Nominal)

Na *Figura 142*, é mostrada a partida suave do conversor. Observam-se as rampas de subida e descida na corrente de saída, proporcionando consequentemente rampas de subida e descida de potência injetada na rede.



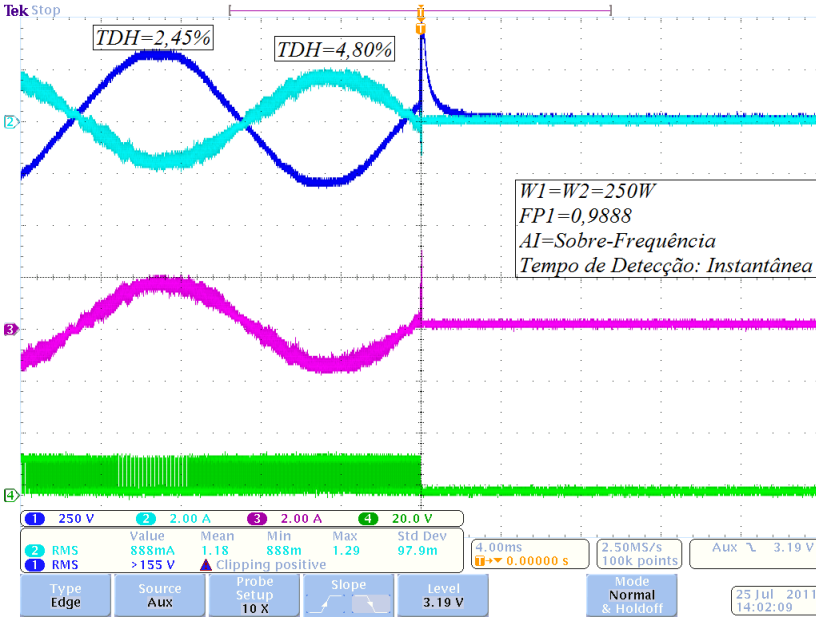
*Figura 142: Visão panorâmica da partida suave do conversor*

Na *Figura 143*, é ilustrado o cruzamento por zero da corrente de saída do conversor em  $0^\circ$  e  $180^\circ$  da tensão da rede elétrica. Verifica-se que não há distorção na forma de onda da corrente no ponto de cruzamento.



*Figura 143: Cruzamento por zero em  $0^\circ$  (a) e  $180^\circ$  (b) da tensão da rede*

A seguir, na *Figura 144* e na *Figura 145*, mostram-se resultados de dois testes de proteção anti-ilhamento para a situação em que o conversor está injetando  $250\text{ W}$  e  $500\text{ W}$  na rede elétrica. Verifica-se que a detecção é instantânea, pois como não há carga de teste conectada, o desvio de potência é enorme após o desligamento do SEP.



*Figura 144: Teste de AI com  $W_1 = W_2 = 250\text{ W}$ .*

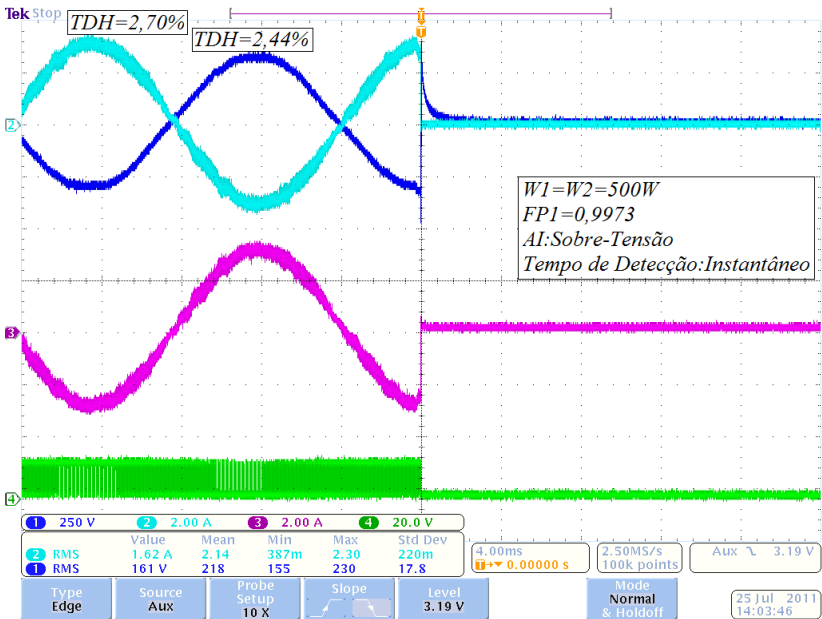


Figura 145: Teste de AI com  $W_1=W_2=500\text{ W}$ .

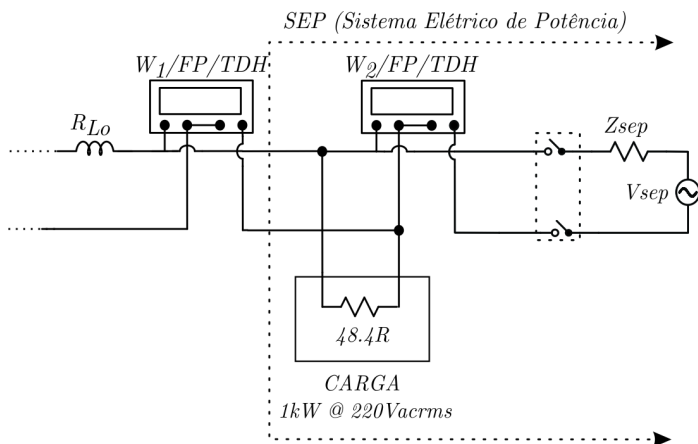
A Tabela 20 mostra os fatores de potência alcançados pelo sistema para diversos níveis de potência em relação à nominal. A norma *IEEE Std 929-2000* exige que, em 10% da potência nominal, o fator de potência não deve ser menor que 0,85. Neste trabalho, foi alcançado 0,88.

Tabela 20: Fator de Potência para vários níveis de potência injetada

FP - (*) IEEE Std 929-2000	
Potência	FP
$P(10\%)$	0,88*
$P(25\%)$	0,978
$P(50\%)$	0,995
$P(75\%)$	0,998
$P(100\%)$	0,9996

### 5.8.5 OPERAÇÃO NOMINAL EM MALHA FECHADA COM CARGA

Seguindo a sequência, para este ensaio foi conectada uma carga resistiva de  $1\text{ kW}$  em  $220\text{ Vacrms}$  e realizados os mesmos testes presentes na seção anterior, conforme ilustra a *Figura 146*.



*Figura 146: Ensaio nominal em malha fechada com carga*

Na *Figura 147* e na *Figura 148* estão ilustradas as formas de onda antes e depois da partida suave do conversor. Repara-se que, em situação nominal, o conversor apresenta um fator de potência de  $0,9995$  e taxa de distorção da corrente de  $1,39\%$ , o que está bem abaixo dos  $5\%$  exigidos pela norma. No final deste capítulo, serão apresentadas todas as características elétricas do conversor enquadradas nas normas.



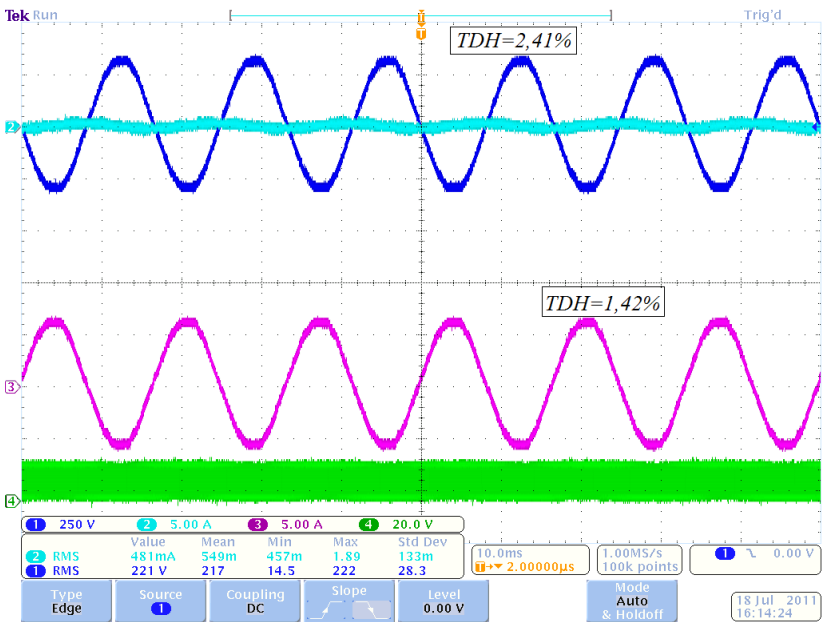


Figura 147: Formas de onda antes da partida suave

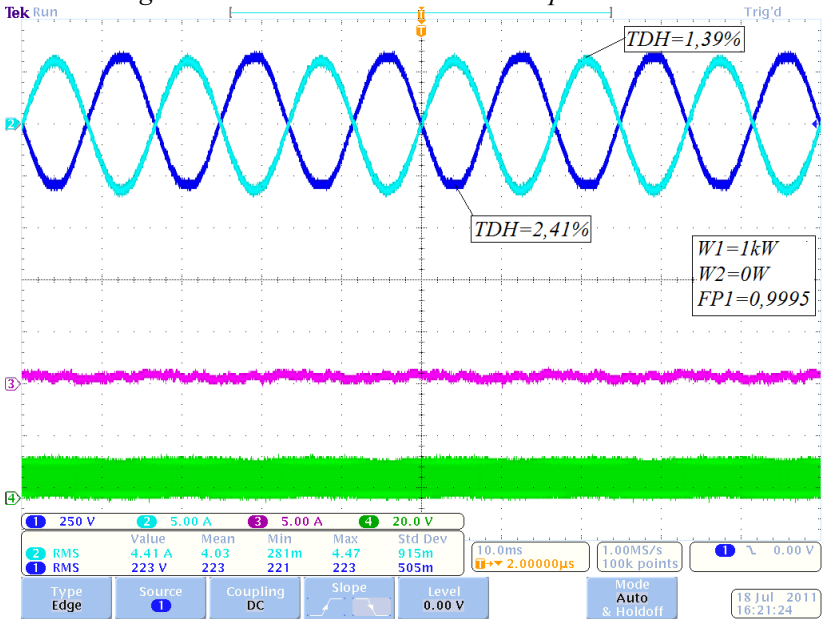
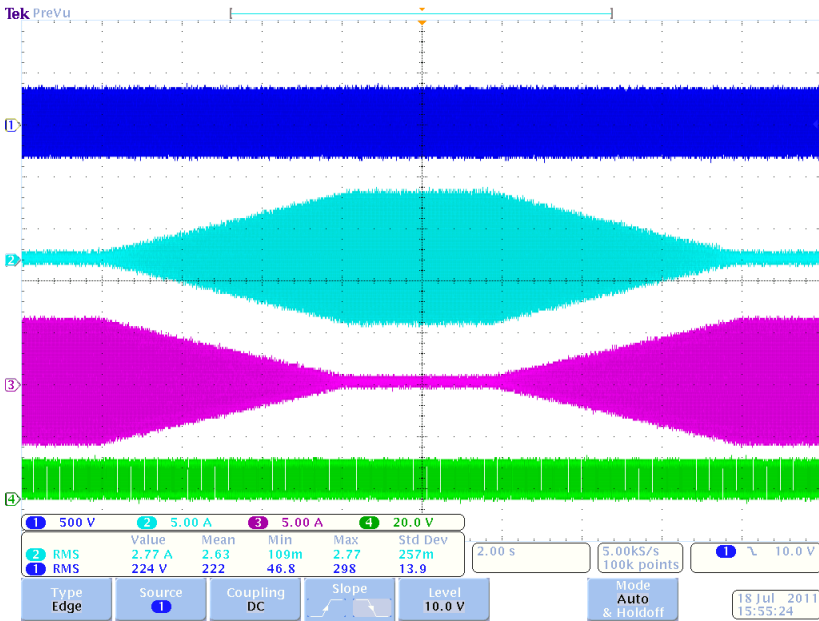


Figura 148: Formas de onda depois da partida suave (Regime Nominal)

Na *Figura 149*, é mostrada a partida suave do conversor. Observam-se as rampas de subida e descida na corrente de saída, proporcionando consequentemente rampas de subida e descida de potência injetada na rede. A corrente (rosa) antes da carga apresenta comportamento inverso com relação à seção anterior.



*Figura 149: Partida suave do conversor*

Na *Figura 150*, observa-se o cruzamento por zero da corrente de saída do conversor em  $0^\circ$  e  $180^\circ$  da tensão da rede elétrica. Verifica-se que não há distorção na forma de onda da corrente no ponto de cruzamento.



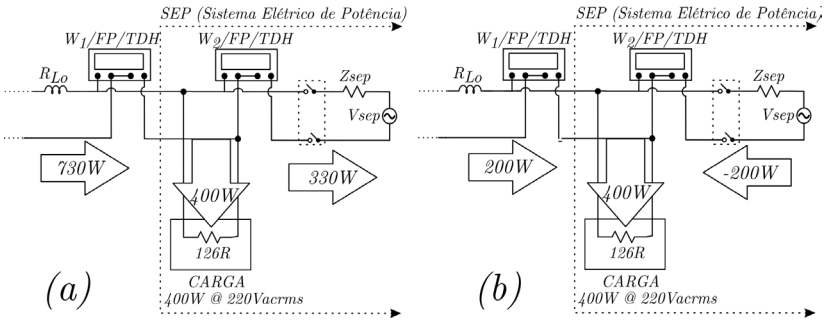
*Figura 150: Cruzamento por zero em  $0^\circ$  (a) e  $180^\circ$  (b) da tensão da rede*

### 5.8.6 ENSAIO AI COM $P_{INV}$ DIFERENTE DE $P_{CARGA}$

Foram realizados dois testes de proteção anti-ilhamento para a situação em que a potência injetada pelo conversor  $P_{INV}$  é diferente da potência consumida pela carga  $P_{carga}$ , como ilustrado na *Figura 151*.

→ Situação (a):  $P_{INV} = 730 \text{ W}$  e  $P_{carga} = 400 \text{ W}$ ;

→ Situação (b):  $P_{INV} = 200 \text{ W}$  e  $P_{carga} = 400 \text{ W}$ .



*Figura 151: Ensaio AI para quando  $P_{INV}$  for diferente de  $P_{carga}$ :*

(a)  $P_{INV} > P_{carga}$ ; (b)  $P_{INV} < P_{carga}$

Na *Figura 152* e na *Figura 153* são ilustrados os resultados obtidos para ambas as situações. Como existe fluxo de potência ativa através da chave de desligamento do SEP em ambos os casos, a proteção AI é instantânea. Isso se deve ao grande desvio de potência gerado na saída do conversor no instante do desligamento.

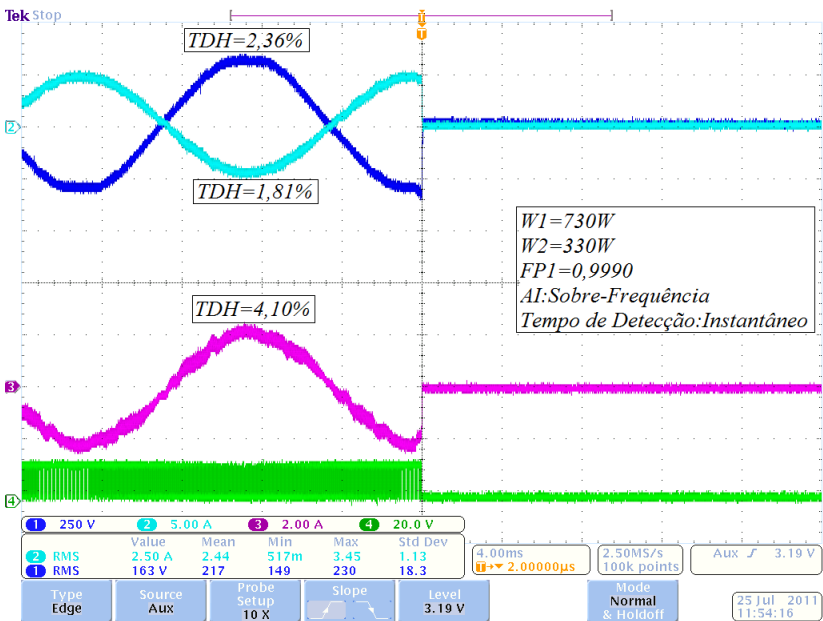


Figura 152: Teste de AI para quando  $P_{INV} > P_{carga}$

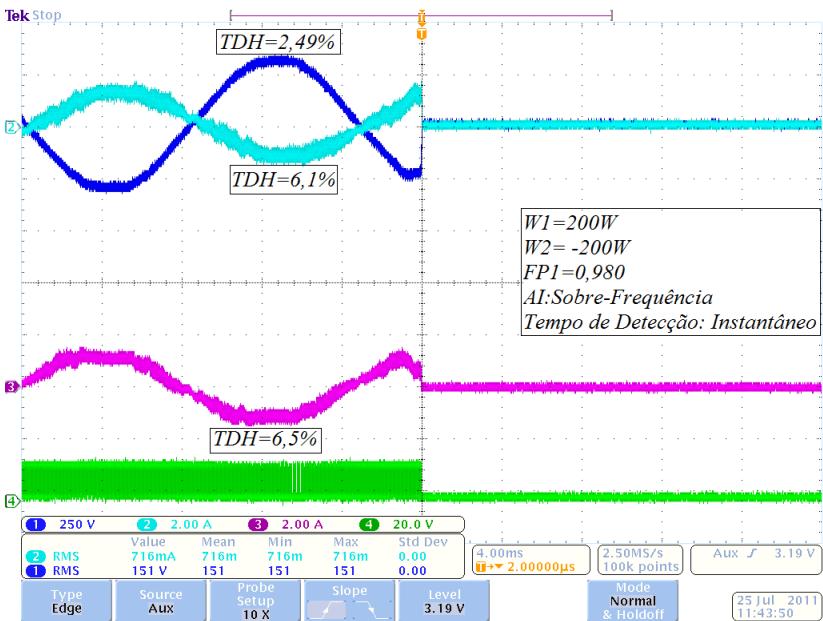
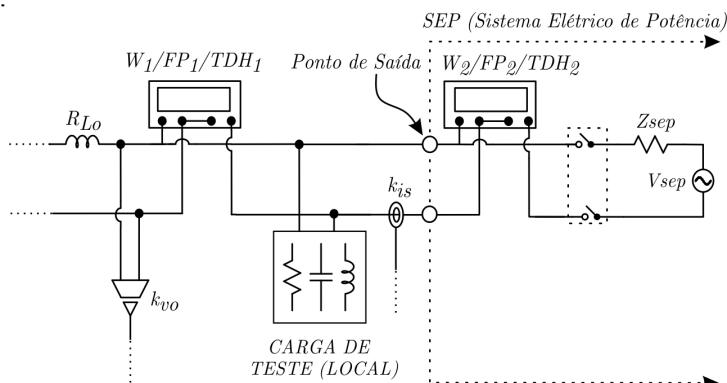


Figura 153: Teste de AI para quando  $P_{INV} < P_{carga}$

Observa-se na *Figura 153* que a taxa de distorção da corrente na saída do conversor é considerável (6,1%). Isso se deve o fato que o conversor está operando numa situação de baixa potência.

### 5.8.7 OPERAÇÃO COMO FILTRO ATIVO

Para melhor validação do controle do conversor, **somente** nesta seção o sensor de corrente da malha de controle foi alocado antes da carga de teste. Fazendo isso, agora a carga de teste passa a ser uma carga local que faz parte do sistema do conversor e não mais é considerada uma carga distribuída no SEP. Tal experimento é ilustrado na *Figura 154*.



*Figura 154: Conversor operando também como filtro ativo*

Posicionando o sensor de corrente antes da carga (lado da rede elétrica), o conversor passa a fazer a compensação de reativos gerados pela carga de teste. Isso faz com que a corrente de saída para o SEP seja senoidal e em fase com sua tensão. O SEP, então, enxerga somente um resistor conectado em sua linha de distribuição.

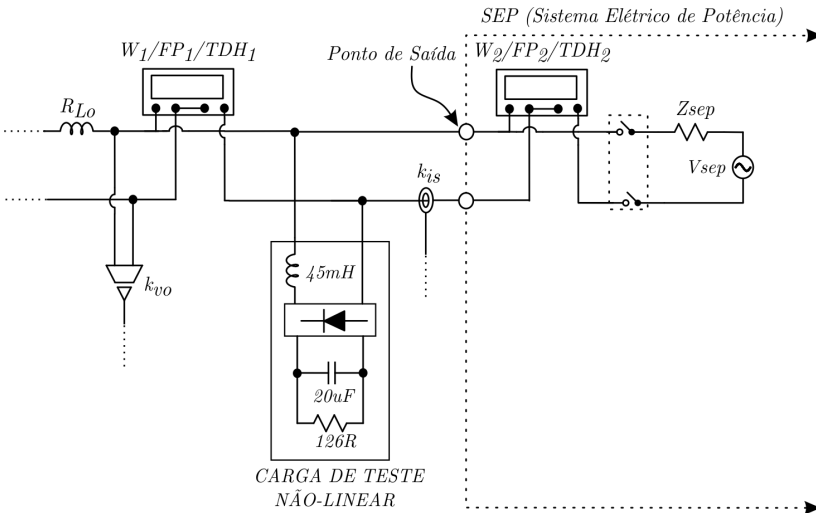
Essa situação ocorre especialmente em conversores fotovoltaicos residenciais. Tais equipamentos são instalados ao lado do quadro de distribuição das residências, tornando fácil posicionar o sensor de corrente na entrada do quadro. Nesta aplicação, o conversor executa duas tarefas. A primeira é disponibilizar energia fotovoltaica para dentro da residência. A segunda é realizar a compensação de reativos parcial ou total das cargas internas da residência, dependendo para isso da capacidade do conversor e da potência instalada.

Vale a pena lembrar que essa aplicação **não é o foco do trabalho**, que considera o conversor operando como um sistema de geração

distribuído (SGD) que interfaceia uma fonte renovável diretamente com o sistema elétrico de potência (SEP).

### a) Filtro ativo com carga não linear

Para realizar o ensaio do conversor operando também como filtro ativo utilizando uma carga não linear, foi montado o *setup* de teste ilustrado na *Figura 155*. O indutor e o capacitor utilizados na carga foram dimensionados para obter uma corrente de pico na carga de  $5,0\text{ A}$  com uma potência de  $500\text{ W}$  em  $220\text{ Vacrms}$ .



*Figura 155: Teste do conversor operando também como filtro ativo utilizando carga não linear*

A *Figura 156* ilustra as formas de onda para o teste inicial com o conversor suprindo somente a potência da carga. Verifica-se que a corrente de saída para o SEP é praticamente nula, não havendo potência injetada para a rede elétrica ( $W_2=0\text{ W}$ ). A forma de onda da corrente de saída do conversor é igual à corrente consumida pela carga.

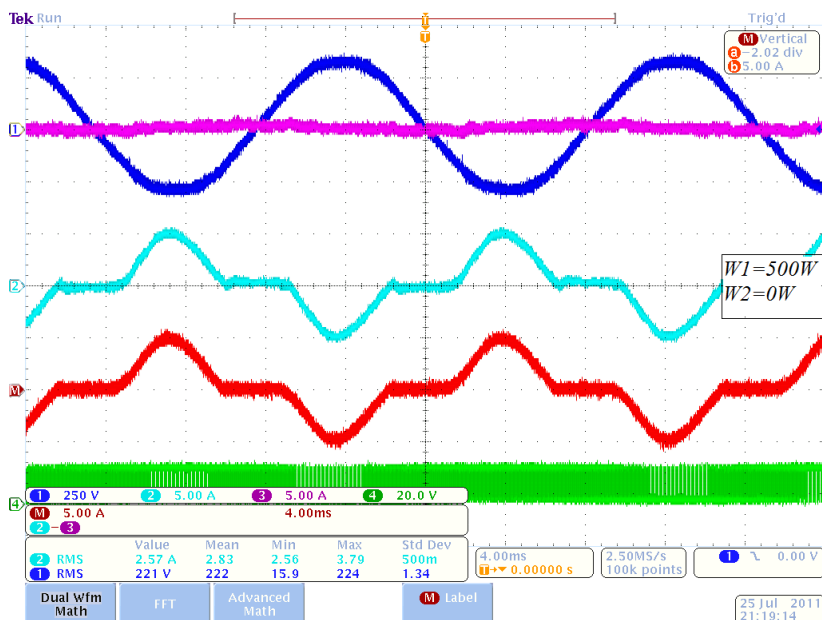


Figura 156: Operação também como filtro ativo com  $W_1 = 500 W$  e  $W_2 = 0 W$  (carga não linear)

Já a Figura 157 ilustra as formas de onda para o teste com o conversor suprindo a potência da carga  $430 W$  e injetando o excedente  $W_2 = 470 W$  para o sistema elétrico. Verifica-se que a corrente de saída do conversor apresenta-se distorcida com elevada taxa de distorção ( $31,0\%$ ). Mas, subtraída a corrente distorcida da carga não linear, resulta numa corrente senoidal em fase com a tensão da rede com taxa de distorção harmônica dentro das normas ( $4,10\% < 5\%$ ). Realizando isso, o sistema elétrico enxerga o sistema do conversor como um resistor, apesar da presença da carga não linear.

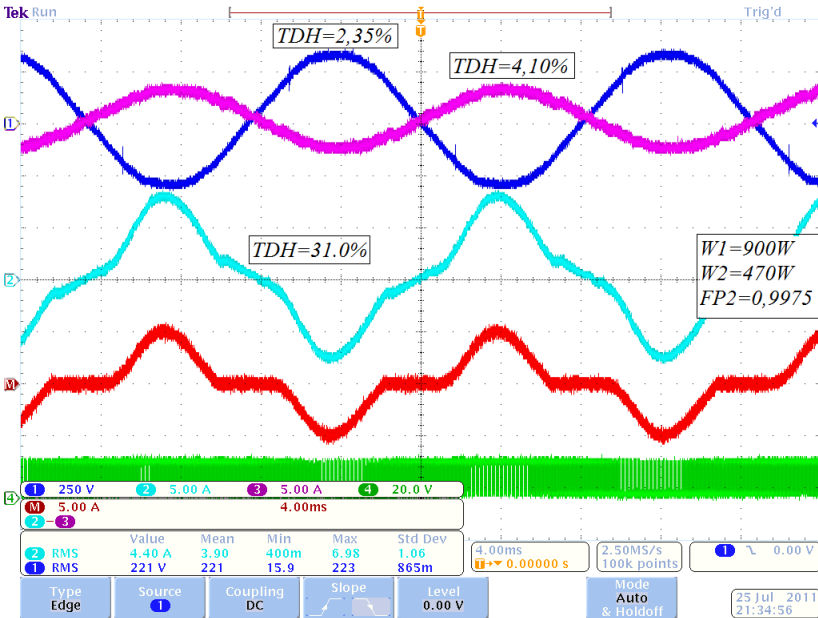


Figura 157: Operação também como filtro ativo com  $W_1 = 900 \text{ W}$  e  $W_2 = 470 \text{ W}$  (carga não linear)

**b) Filtro ativo com carga linear**

Foi realizado também o mesmo procedimento de teste para uma carga linear de  $420 \text{ W}$ . O *setup* de teste montado é ilustrado na Figura 158.

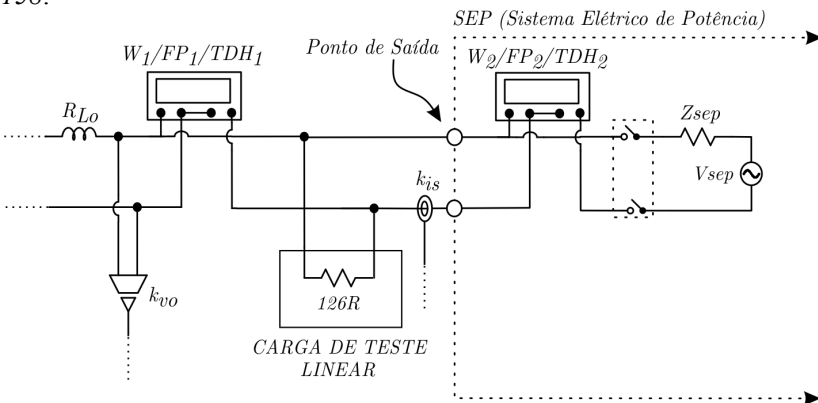


Figura 158: Teste do conversor operando também como filtro ativo utilizando carga linear



A Figura 159 ilustra as formas de onda para o teste inicial com o conversor suprindo somente a potência da carga. Observa-se que a corrente de saída para o SEP é praticamente nula, não havendo potência injetada na rede elétrica  $W_2 = 0\text{ W}$ . A forma de onda da corrente de saída do conversor é igual à corrente consumida pela carga.

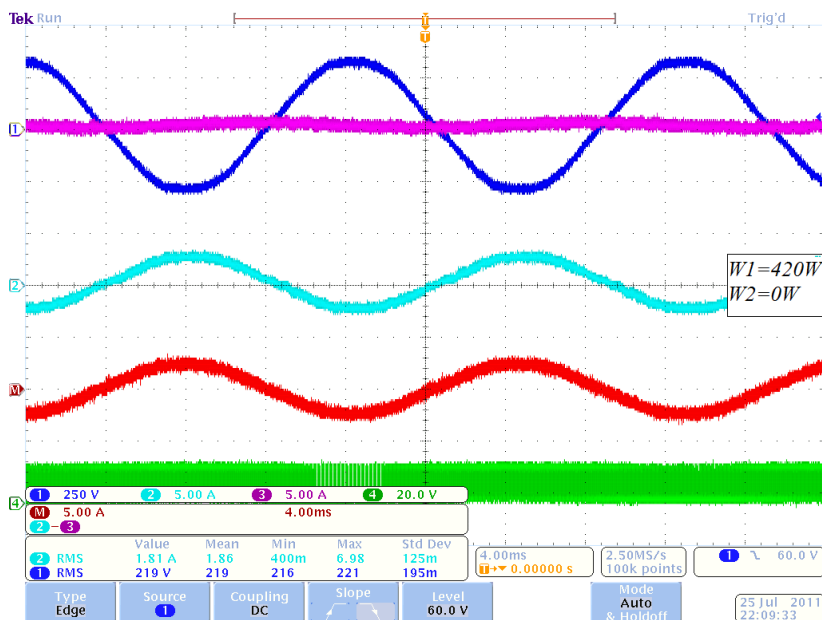


Figura 159: Operação também como filtro ativo com  $W_1 = 420\text{ W}$  e  $W_2 = 0\text{ W}$  (carga linear)

Já a Figura 160 ilustra as formas de onda para o teste com o conversor suprindo a potência da carga  $420\text{ W}$  e injetando o excedente  $W_2 = 480\text{ W}$  para o sistema elétrico. Observa-se que a corrente de saída do conversor apresenta baixa taxa de distorção, de  $2,06\%$ . Subtraindo da corrente da carga linear, resulta numa corrente de saída senoidal para a rede e em fase com a tensão. Essa corrente apresenta taxa de distorção harmônica dentro das normas  $3,10\% < 5\%$ .

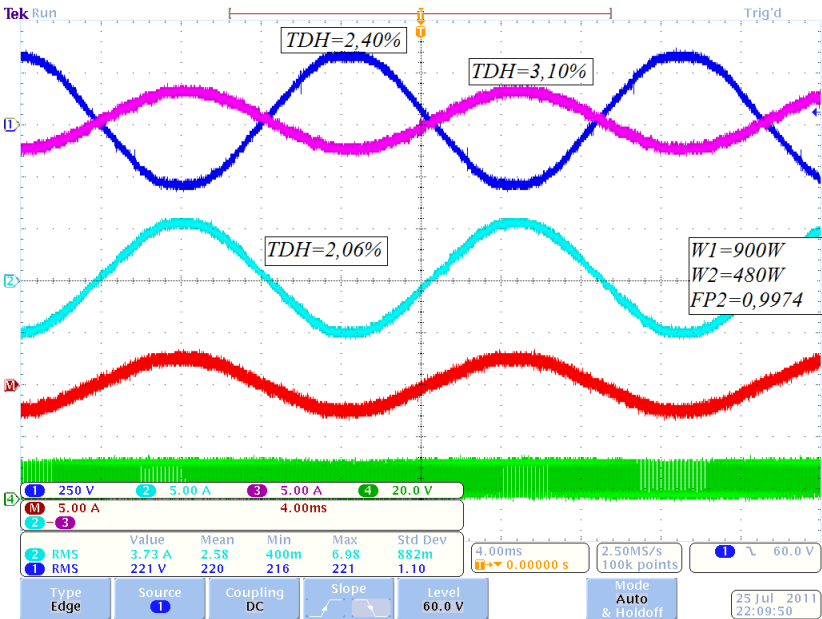


Figura 160: Operação também como Filtro Ativo com  $W_1 = 900\text{ W}$  e  $W_2 = 470\text{ W}$  (carga linear)

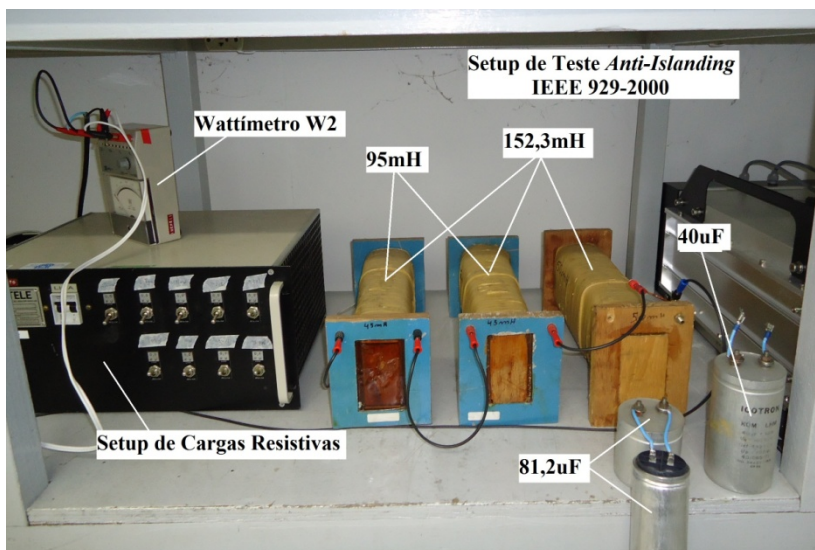
5.8.8 ENSAIO AI RECOMENDADO PELA NORMA

Para realizar os ensaios de proteção AI de acordo com as recomendações da norma *IEEE Std 929-2000*, foi montado um *setup* de cargas de teste. Este *setup* propicia a pior situação para a detecção do ilhamento, pois possui frequência de ressonância  $F_o$  próxima à da rede e fator de qualidade  $Q_f$  próximo a 2,5.

As cargas utilizadas são mostradas na *Tabela 21* para os níveis de potência de 400 W e 700 W. Na *Figura 161*, é ilustrada a montagem das cargas utilizadas neste ensaio.

Tabela 21: Ensaio AI com cargas recomendadas pela norma

IEEE 929-2000						
Cargas	Potência	Resistência	Indutância	Capacitância	$Q_f$	$F_o$
RLC	400W	126R	152,3mH	40 $\mu$ F	2,04	64,5Hz
	700W	71,5R	95mH	81,2 $\mu$ F	2,10	57,3Hz



*Figura 161: Cargas utilizadas nos ensaios AI de acordo com a norma*

Na *Figura 162*, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de  $400\text{ W}$ . Observa-se que o ilhamento foi detectado em  $6,13\text{ ms}$  por sobrefrequência. Este tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de  $100\text{ ms}$ .

A corrente do SEP (rosa) apresenta-se distorcida antes do ilhamento porque o conversor está injetando a mesma potência ativa consumida pela carga. Isso provoca uma situação de potência zero após a carga, fazendo com que os ruídos presentes na rede fiquem mais evidentes. Pode-se dizer também que, nesta situação, o conversor e a carga estão em equilíbrio de potência ativa com a fonte do SEP.

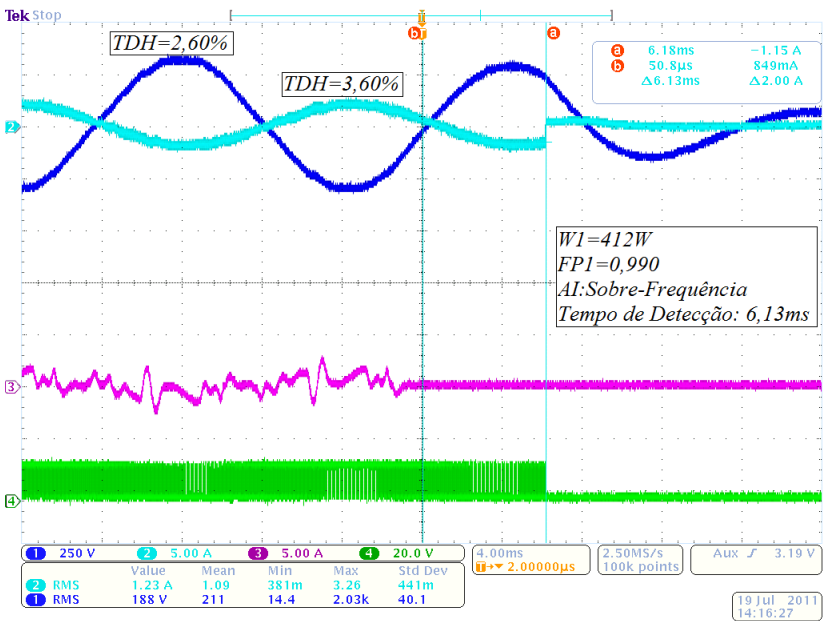


Figura 162: Teste AI de acordo com a norma para  $W_l = 400\text{ W}$

Na Figura 163, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de  $700\text{ W}$ . Repara-se que o ilhamento foi detectado em  $4,59\text{ ms}$  por subfrequência. Esse tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de  $100\text{ ms}$ .

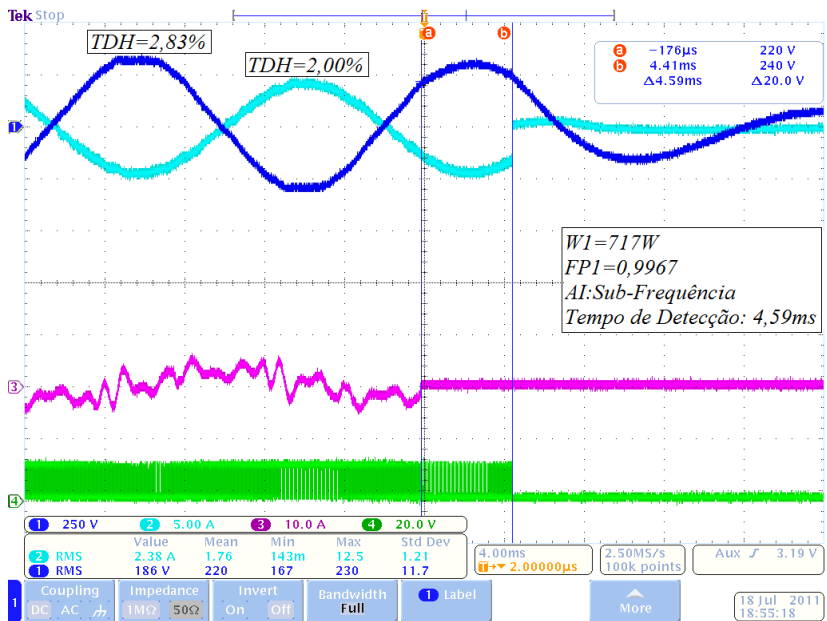


Figura 163: Teste AI de acordo com a norma para  $W_1 = 700\text{ W}$

**Conclusão:** Com a realização destes ensaios, conclui-se que a aplicação dos dois métodos passivos (detecção de tensão e frequência e detecção por salto de fase) propiciou ótimo desempenho na proteção AI. A aplicação desses métodos **foi suficiente** para detectar desvios de tensão e frequência em cargas RLC com  $Q_f=2,0$  e frequência de ressonância próxima de  $60\text{ Hz}$ . A Tabela 22 mostra os tempos de detecção obtidos por simulação e por experimentação prática.

Tabela 22: Tempos de detecção por simulação e pela prática

IEEE 929-2000								
Cargas	Potência	Resistência	Indutância	Capacitância	$Q_f$	$F_o$	Simulação	Prática
RLC	400W	126R	152,3mH	40 $\mu\text{F}$	2,04	64,5Hz	5,40ms	6,13ms
	700W	71,5R	95mH	81,2 $\mu\text{F}$	2,10	57,3Hz	5,60ms	4,59ms

5.8.9 ENSAIO AI COM CARGAS GENÉRICAS

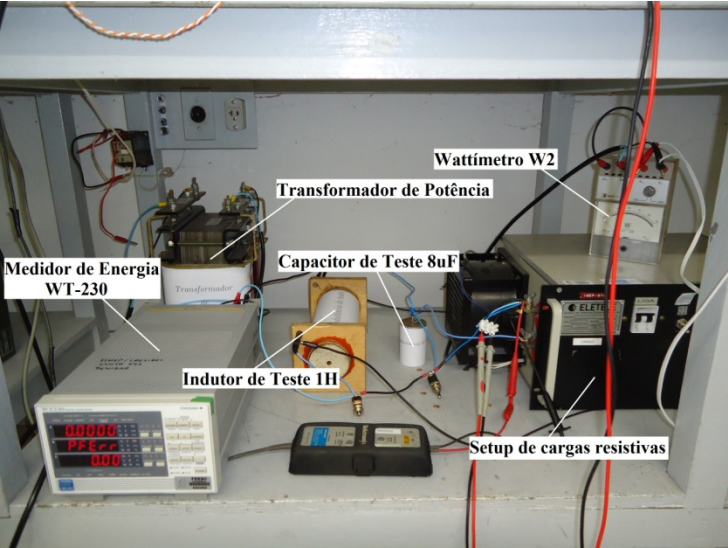
Para melhor validação dos métodos AI, nesta seção são realizados ensaios com cargas de testes genéricas com frequência de ressonância  $F_o$  distante da rede e fator de qualidade  $Q_f$  bem abaixo de 2,5. Vale a pena salientar que estes ensaios não seguem as recomendações das

normas. As cargas utilizadas são mostradas na *Tabela 23* para os níveis de potência de  $400\text{ W}$  e  $700\text{ W}$ .

*Tabela 23: Ensaio AI com cargas genéricas*

Cargas	Potência	Resistência	Indutância	Capacitância
R	1000W	48,4R		
	700W	71,5R		
	400W	126R		
RL	700W	71,5R	1H	
	400W	126R	1H	
RC	700W	71,5R		8μH
	400W	126R		8μH
RLC	700W	71,5R	1H	8μH
	400W	126R	1H	8μH

Na *Figura 164*, verifica-se a montagem das cargas utilizadas neste ensaio, salientando que o capacitor e o indutor utilizados foram dimensionados para drenar baixa corrente do SEP. Com isso, facilita-se a situação de potência zero entre a carga e a rede elétrica.

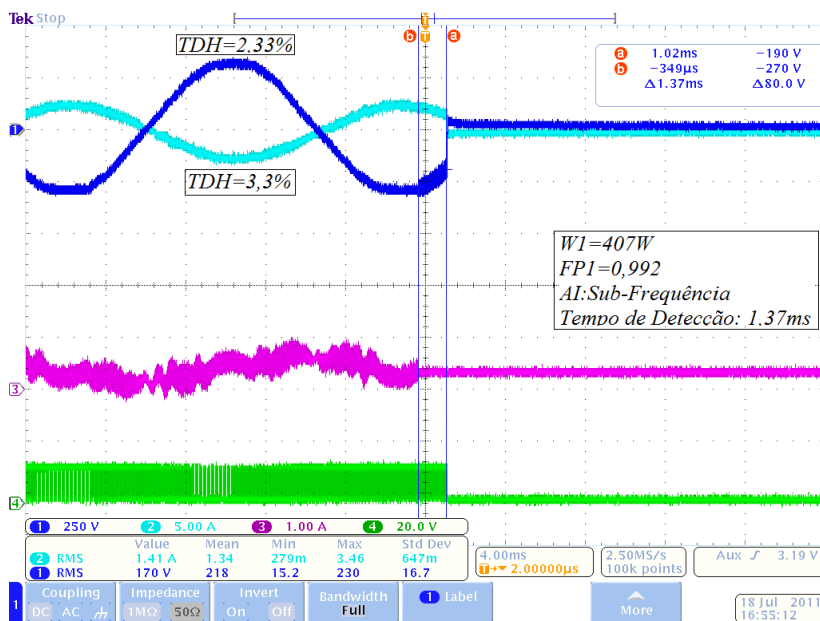


*Figura 164: Cargas genéricas utilizadas nos ensaios AI*

### 5.8.9.1 CARGA RESISTIVA (R)

Na *Figura 165*, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de  $400\text{ W}$  com a carga resistiva. Repara-se que o ilhamento foi detectado em  $1,37\text{ ms}$  por subfrequência. Esse tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de  $100\text{ ms}$ .

A corrente do SEP (rosa) apresenta-se distorcida antes do ilhamento porque o conversor está injetando a mesma potência ativa consumida pela carga. Isso provoca uma situação de potência zero após a carga, fazendo com que a ondulação de corrente do indutor  $L_o$  e os ruídos presentes na rede fiquem mais evidentes.



*Figura 165: Teste AI com carga R genérica para  $W_1 = 400\text{ W}$*

Na *Figura 166*, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de  $700\text{ W}$ . Observa-se que o ilhamento foi detectado em  $1,17\text{ ms}$  por subfrequência. Esse tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de  $100\text{ ms}$ .

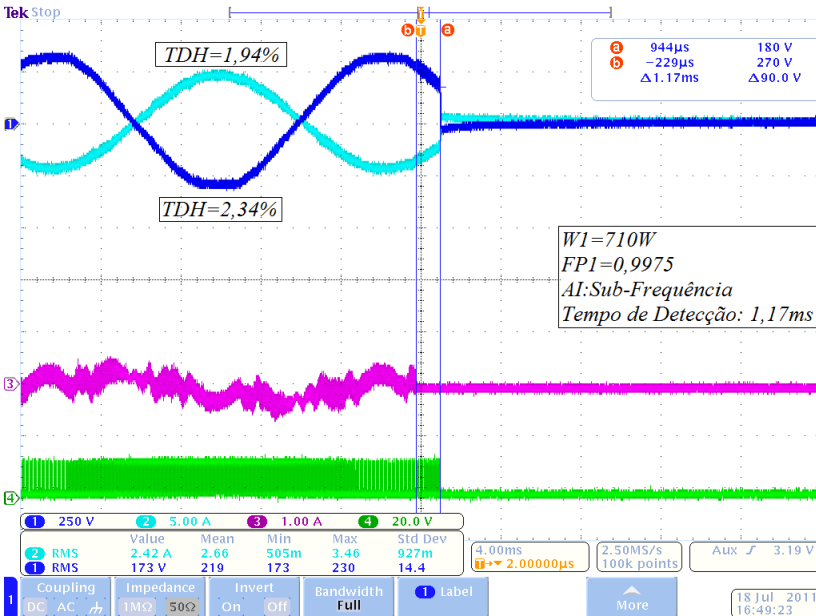


Figura 166: Teste AI com carga R genérica para  $W_1=700\text{ W}$ .

### 5.8.9.2 CARGA RESISTIVO-CAPACITIVA (RC)

Na Figura 167, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de  $400\text{ W}$  com a carga resistiva e capacitiva. Verifica-se que o ilhamento foi detectado em  $2,05\text{ ms}$  por subfrequência. Esse tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de  $100\text{ ms}$ .

A corrente do SEP (rosa) apresenta-se distorcida antes do ilhamento porque o conversor está injetando a mesma potência ativa consumida pela carga. Isso provoca uma situação de potência ativa nula após a carga, fazendo com que a ondulação de corrente do indutor  $L_o$  e os ruídos presentes na rede fiquem mais evidentes. O capacitor da carga drena do SEP uma componente senoidal defasada da tensão, pois o conversor somente fornece potência ativa.



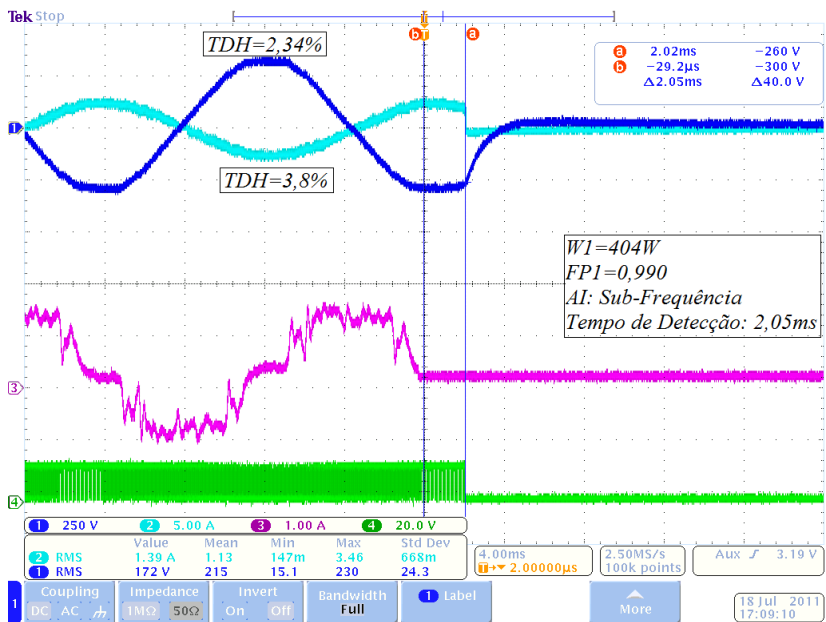


Figura 167: Teste AI com carga RC genérica para  $W_1 = 400\text{ W}$

Na Figura 168, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de  $700\text{ W}$ . Verifica-se que o ilhamento foi detectado em  $2,35\text{ ms}$  por subfrequência. Esse tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de  $100\text{ ms}$ .

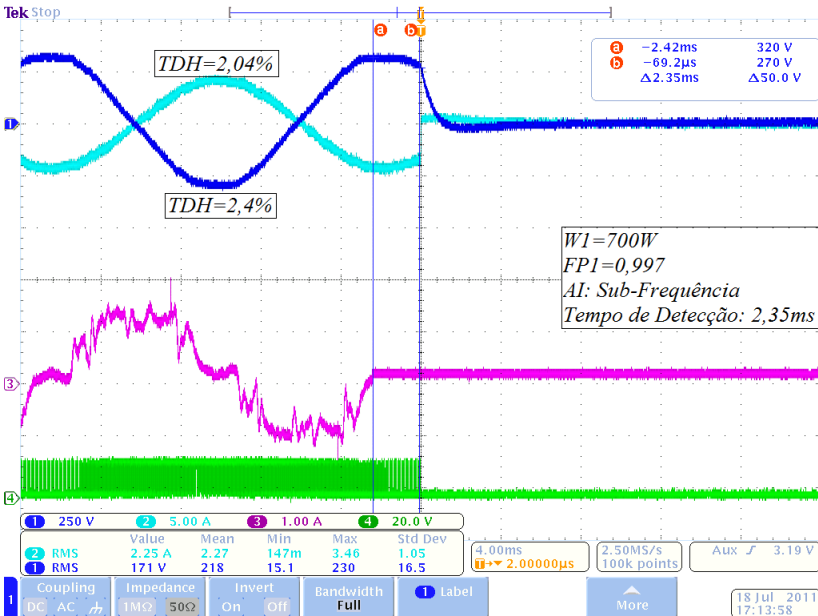


Figura 168: Teste AI com carga RC genérica para  $W_1 = 700\text{ W}$

### 5.8.9.3 CARGA RESISTIVO-INDUTIVA (RL)

Na Figura 169, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de  $400\text{ W}$  com a carga resistiva e indutiva. Observa-se que o ilhamento foi detectado em  $1,93\text{ ms}$  por sobrefrequência. Esse tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de  $100\text{ ms}$ .

A corrente do SEP (rosa) apresenta-se distorcida antes do ilhamento porque o conversor está injetando a mesma potência ativa consumida pela carga. Isso provoca uma situação de potência ativa nula após a carga, fazendo com que a ondulação de corrente do indutor  $L_o$  e os ruídos presentes na rede fiquem mais evidentes. O indutor da carga drena do SEP uma pequena componente senoidal defasada da tensão, pois o conversor somente fornece potência ativa.

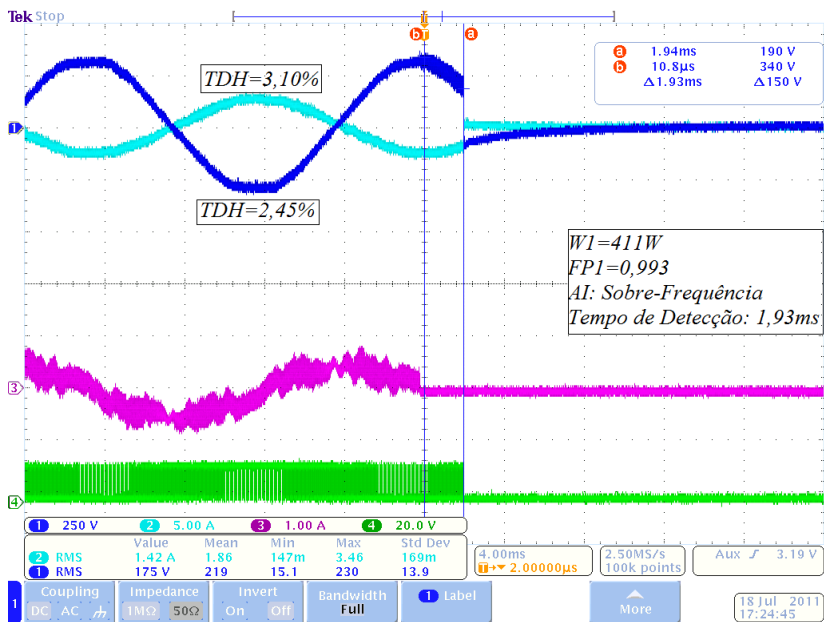


Figura 169: Teste AI com carga RL genérica para  $W_1 = 400 \text{ W}$ .

Na Figura 170, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de  $700 \text{ W}$ . Observa-se que o ilhamento foi detectado em  $1,95 \text{ ms}$  por sobre frequência. Este tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de  $100 \text{ ms}$ .

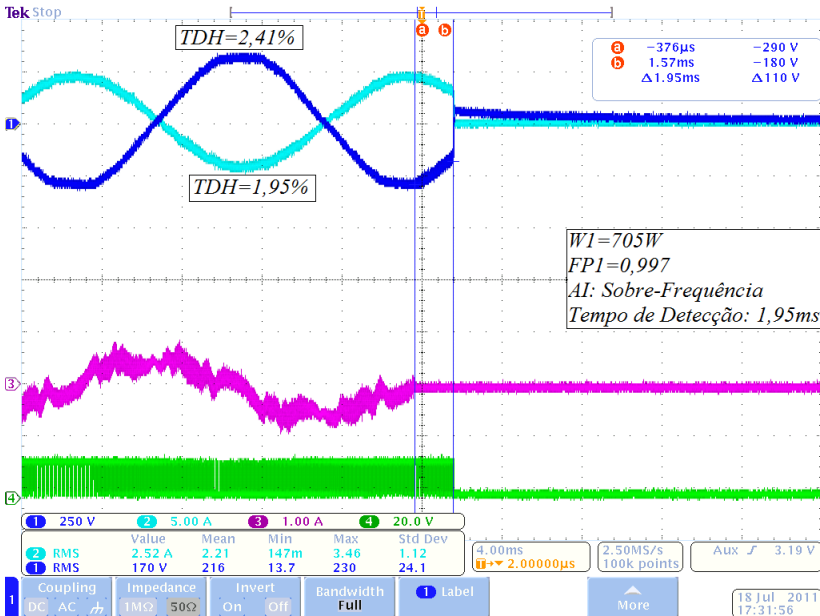


Figura 170: Teste AI com carga RL genérica para  $W_1=700 W$ .

#### 5.8.9.4 CARGA RESISTIVO-CAPACITIVO-INDUTIVA (RLC)

Na Figura 171, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de  $400 W$  com a carga resistiva, indutiva e capacitiva. Verifica-se que o ilhamento foi detectado em  $1,99 ms$  por subfrequência. Este tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de  $100 ms$ .

A corrente do SEP (rosa) apresenta-se distorcida antes do ilhamento porque o conversor está injetando a mesma potência ativa consumida pela carga. Isso provoca uma situação de potência ativa nula após a carga, fazendo com que a ondulação de corrente do indutor  $L_o$  e os ruídos presentes na rede fiquem mais evidentes.

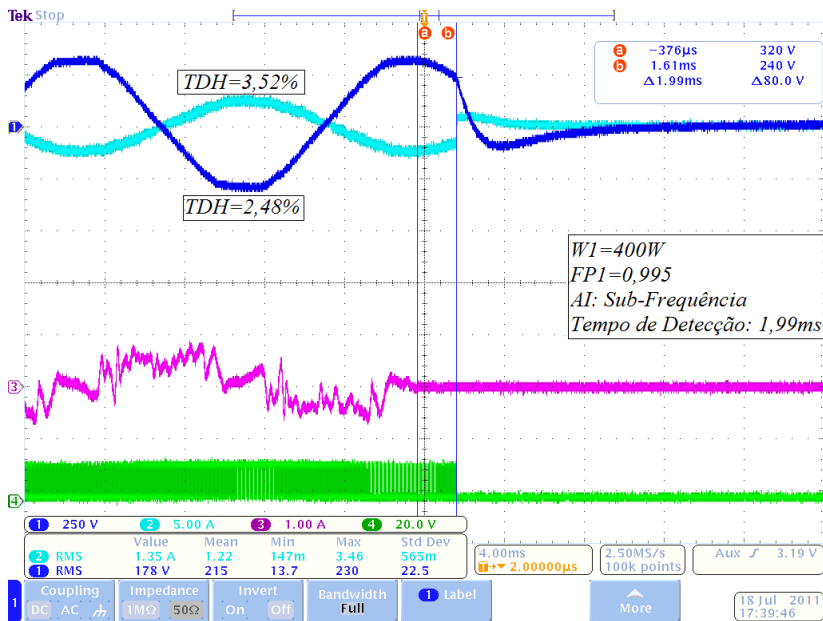


Figura 171: Teste AI com carga RLC genérica para  $W_1 = 400\text{ W}$

Na Figura 172, são mostrados os resultados obtidos para a proteção AI para a potência de 700 W. Observa-se que o ilhamento foi detectado em 2,31 ms por subfrequência. Esse tempo está bem abaixo do máximo recomendado pela norma, que é de 100ms.

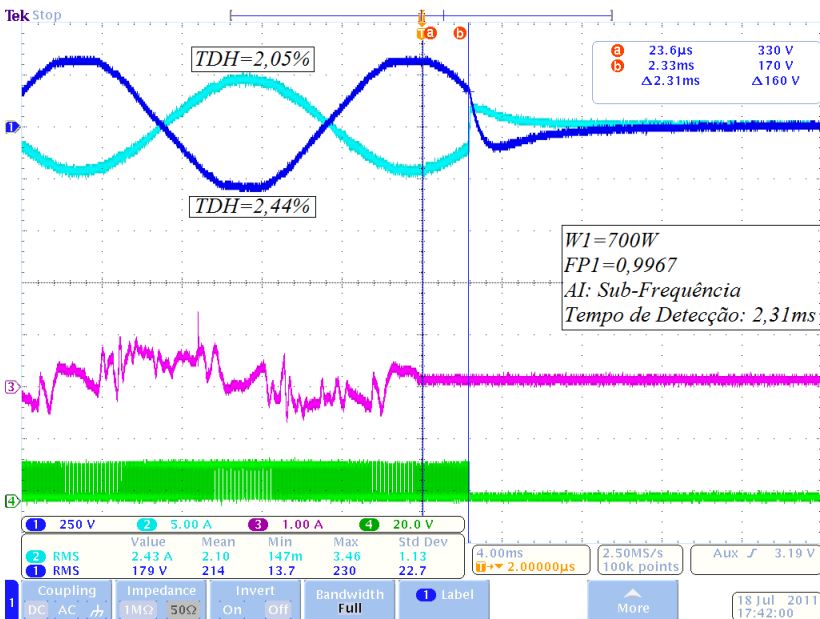


Figura 172: Teste AI com carga RLC genérica para  $W_1 = 700\text{ W}$

**Conclusão:** Com a realização destes ensaios, conclui-se que a aplicação dos dois métodos passivos (detecção de tensão e frequência e detecção por salto de fase) propiciou excelente desempenho na proteção AI. A aplicação desses métodos **foi suficiente** para detectar desvios de tensão e frequência com as cargas genéricas selecionadas. A Tabela 24 mostra os tempos de detecção obtidos por simulação e por experimentação prática.

Tabela 24: Tempos de detecção por simulação e pela prática

Cargas	Potência	Resistência	Indutância	Capacitância	Simulação	Prática
R	1000W	48,4R				
	700W	71,5R			1,60ms	1,17ms
	400W	126R			1,60ms	1,37ms
RL	700W	71,5R	1H		1,60ms	1,95ms
	400W	126R	1H		1,60ms	1,93ms
RC	700W	71,5R		8µH	1,60ms	2,35ms
	400W	126R		8µH	1,60ms	2,05ms
RLC	700W	71,5R	1H	8µH	1,80ms	2,31ms
	400W	126R	1H	8µH	1,80ms	1,99ms

5.8.10 PRÉ-CARGA DO CAPACITOR DO BARRAMENTO

A pré-carga do capacitor do barramento CC tem como função limitar o pico de corrente inicial gerado no capacitor. No instante do *startup* do conversor, este capacitor apresenta-se descarregado, sendo visto pela fonte de tensão do barramento como um curto-circuito. Assim, no instante em que a fonte é ligada, uma alta corrente flui pelo capacitor, podendo danificá-lo e até mesmo danificar a fonte.

Para resolver esse problema, é conectado em série com a fonte de tensão um resistor de pré-carga que possui um contactor associado em paralelo, conforme ilustra a *Figura 173*.

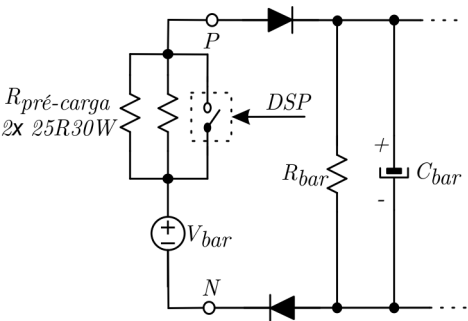


Figura 173: Circuito de pré-carga do capacitor de barramento

Quando a fonte é ligada, o resistor de pré-carga limita a corrente inicial de carga do capacitor, fazendo-o carregar-se lentamente até a tensão de  $177 V_{cc}$  num intervalo de tempo de  $150 ms$ . Quando a tensão do barramento entrar em sua faixa de operação normal, situada entre  $170 V_{cc}$  e  $230 V_{cc}$ , o DSP fecha o contactor, fazendo o barramento assumir sua tensão nominal de  $200 V_{cc}$ . Essa faixa é citada na *Tabela 17* e repetida na *Tabela 25* logo abaixo.

Tabela 25: Faixa de operação normal da tensão do barramento

Parâmetro	Limite Inferior	Limite Superior
Tensão do Barramento	$170V_{cc}$	$230V_{cc}$
Tensão da Rede Elétrica	$1,10pu$	$0,88pu$

A *Figura 174* ilustra as formas de onda da tensão do barramento  $V_{bar}(t)$  e da corrente  $I_{bar}(t)$  na saída da fonte CC. Nota-se um pico inicial de corrente de  $15 A$  na fonte e uma carga exponencial da

tensão do barramento. Em aproximadamente  $150\text{ ms}$ , a tensão entra em sua faixa de operação normal. O DSP detecta e fecha o contactor, fazendo o barramento assumir sua tensão nominal de  $200\text{ Vcc}$ . Feito isso, o DSP fecha também a malha de controle da corrente de saída e começa a operar normalmente, enviando sinais de comando para a estrutura de potência de IGBT's.

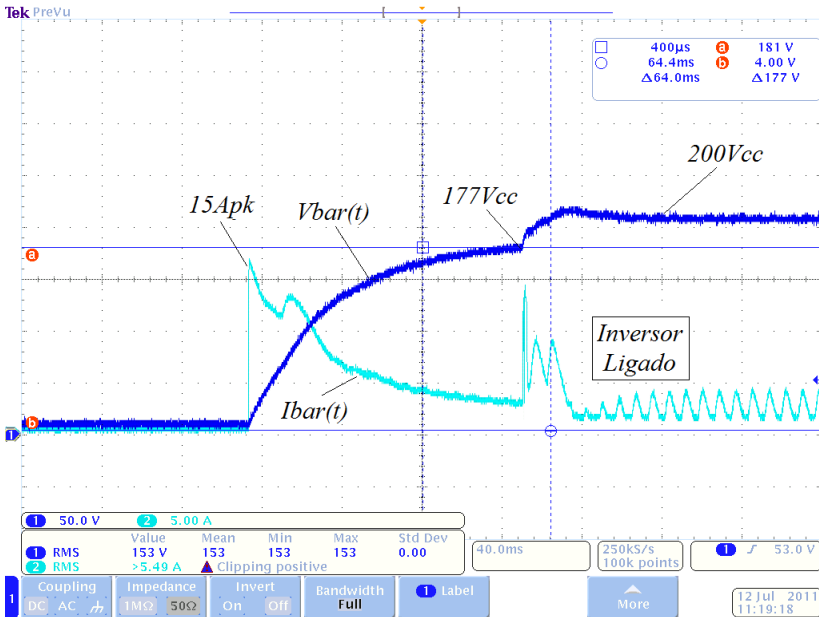


Figura 174: Pré-carga do capacitor do barramento CC

### 5.8.11 CARACTERÍSTICAS DO PROJETO ATENDIDAS PELA NORMA

Segue abaixo na *Tabela 26*, uma lista de características implementadas no trabalho enquadradas nas recomendações das normas *IEEE Std 929-2000* [11] e *IEEE Std 519-1992* [12]. Essas características ilustram o **sucesso** do desenvolvimento do projeto.



Tabela 26: Características do projeto atendidas nas normas

<i>Características Atendidas</i> (*) - IEEE Std 929-2000 (**) - IEEE Std 519-992	<i>Norma</i>	<i>Prática</i>
<i>Sobretensão da Rede Elétrica</i>	$1,10pu^*$	$1,10pu$
<i>Subtensão da Rede Elétrica</i>	$0,88pu^*$	$0,88pu$
<i>Sobrefrequência da Rede Elétrica</i>	$60,5Hz^*$	$60,5Hz$
<i>Subfrequência da Rede Elétrica</i>	$59,3Hz^*$	$59,3Hz$
<i>Fator de Potência em 10% da nominal</i>	$>0,85^*$	$0,88$
<i>TDH da corrente de saída na nominal</i>	$<5,0\%^{**}$	$1,35\%$
<i>Atuação das proteções de tensão da rede</i>	$<2,0s^*$	$6,13ms$
<i>Atuação das proteções de frequência da rede</i>	$<100ms^*$	
<i>Injeção de corrente CC na rede elétrica</i>	$<0,5\%^*$	$0$
<i>Implementação de Partida Suave</i>	<i>Sim</i> <sup>*</sup>	<i>Sim</i>

## 5.9 CONCLUSÃO

Com a realização dos testes apresentados neste capítulo, conclui-se que o conversor apresentou resultados satisfatórios com relação à proteção de formação da ilha. Esses resultados foram bem sucedidos para as cargas escolhidas nos testes AI, com tempos de detecção curtos em relação ao máximo estabelecido pela norma.

Em regime nominal, o conversor operou satisfatoriamente, pois apresentou baixa distorção em sua corrente de saída ( $1,35\%$ ). A alocação do sensor de corrente no secundário possibilitou a correção também do pequeno defasamento da corrente do primário em relação à corrente do secundário do transformador. Isto levou o conversor a um fator de potência quase unitário ( $0,9996$ ) na potência nominal.

Tal feito somente foi possível pelo sucesso da implementação da malha de controle da corrente média do primário, que a manteve dentro de limites aceitáveis, evitando a saturação do transformador.

A implementação dos dois simples métodos de proteção AI (detecção de tensão e frequência e detecção por salto de fase) possibilitou a detecção de cargas *RLC* com fator de qualidade de  $2,0$  e frequência de ressonância próxima a  $60\text{ Hz}$ . Tal resultado não foi encontrado em nenhum artigo nem publicação sobre *anti-islanding* e habilita a implementação do conversor para a maioria das aplicações.

Como filtro ativo, o desempenho do conversor foi validado com sucesso, pois realizou a compensação de reativos de cargas não lineares e lineares. Isso possibilitou obter corrente de saída para o SEP em fase com a tensão da rede. Tal implementação também habilitou o conversor a trabalhar em aplicações residenciais. Somente para este ensaio, tais cargas foram consideradas como locais e fazendo parte do sistema do conversor.

---

### ***SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS***

---

- Implementação de outros métodos ativos para plataforma monofásica;
- Implementação do método SMS de deslocamento de frequência;
- Implementação do método *AFD* de deslocamento de frequência ativa;
- Implementação do método SANDIA de frequência e tensão;
- Implementação do método GEFS para aplicações monofásicas;
- Implementação do controle em uma plataforma trifásica;
- Implementação do método ativo GEFS para aplicação trifásica;
- Retirada do transformador de potência e conexão do conversor diretamente na rede elétrica por meio de um filtro *EMC*;
- Aplicação de outros modos de funcionamento do conversor como retificador, modo *stand-alone* e modo de recarregamento de baterias.
- Estudo detalhado da eficiência de cada método por meio da determinação de cada zona de não detecção;
- Expansão do sistema para potências maiores, de *10kW* e *20kW*.



---

## CONCLUSÃO FINAL

---

A aplicação de fontes de energia renováveis conectadas com o sistema elétrico possibilita uma oferta de energia mais abundante e diversificada. Tal possibilidade tecnológica pode trazer muitas vantagens para o consumidor e para o sistema elétrico, que passariam a usufruir de uma maior oferta de energia. Esse aumento da disponibilização dessa energia aliviaria as tradicionais fontes do sistema elétrico, mudando o conceito de distribuição centralizada para um fornecimento de energia mais distribuído.

No futuro, a conexão desses sistemas de geração distribuída (*SGD*) pode trazer também muitas desvantagens para o sistema elétrico, que foi originalmente projetado para operar de forma centralizada. Tais desvantagens podem ser desde problemas de perturbações de tensão e frequência até problemas de religamento e ilhamento, que são o foco deste trabalho.

Com esta dissertação, procurou-se realizar uma ampla pesquisa de vários métodos AI residentes no conversor eletrônico e selecionar o método mais apropriado para o desenvolvimento do trabalho.

A seleção do método passivo de detecção de tensão e frequência, juntamente com o método passivo de detecção por salto de fase, possibilitou ótimo desempenho na proteção anti-ilhamento. Tal sucesso foi alcançado utilizando cargas de teste recomendadas pela norma *IEEE Std 929-2000* com fator de qualidade próximo de 2,5 (2,0) e frequência de ressonância próxima a 60Hz. Este resultado não é disponível nas referências bibliográficas utilizadas, tornando o trabalho atrativo para novas pesquisas.

É de opinião do autor que o futuro dos métodos AI residentes no conversor está no estudo dos métodos passivos. Tais métodos apresentam muitas vantagens em relação aos ativos, por não injetarem perturbações no sistema elétrico e por não apresentarem problemas de funcionamento com paralelismo de inversores. Por outro lado, esses métodos ainda possuem zonas de não detecção (*ZND*), tornando-os atrativos para novas pesquisas e investigações.

Com relação ao conversor, o sucesso de seu projeto possibilitou que várias de suas características fossem atendidas pelas recomendações das normas da *IEEE*. Dentre elas, destaca-se a baixa distorção na

corrente de saída do conversor em regime nominal e seu fator de potência praticamente unitário. A implementação das proteções de frequência e tensão segundo as normas também merece destaque.

Concluindo, com a crescente demanda por fontes de energia renováveis, o uso de conversores eletrônicos tem se tornando cada dia mais freqüente. Sendo assim, as pesquisas de métodos *anti-islanding* são de vital importância no intuito de oferecer indispensável proteção para os operários de manutenção do sistema elétrico. A tendência é que, num futuro próximo, a exposição desses operários às indesejáveis ilhas passa a ser mais freqüente.

---

## *APÊNDICE A – FATOR DE QUALIDADE*

---

Mais utilizado no ramo em *Engenharia de Filtros e Radiofrequência*, o fator de qualidade é amplamente utilizado nas literaturas referentes aos métodos AI, contrariando sua tendência de citações em materiais mais dedicados à Eletrônica de Potência, que utilizam outros conceitos como fator de potência, fator de distorção, etc. Por isso, a necessidade de seu estudo neste apêndice.

Quando os circuitos *RLC* operam em sua frequência de ressonância, a potência reativa costuma oscilar entre os elementos armazenadores de energia, ou seja, entre os indutores e capacitores. Neste caso, a energia não flui entre o circuito *RLC* e seu circuito externo, fazendo com que este visualize a estrutura *RLC* como sendo puramente resistiva e, portanto tendo sua tensão e corrente de entrada em fase, gerando fator de potência unitário em sua entrada devido ao fluxo de somente potência ativa do circuito externo para o circuito *RLC*. Desta forma, a potência reativa gerada pelo circuito *RLC* é vista como sendo nula pelo circuito externo, pois ela é gerada e consumida dentro do próprio circuito *RLC* e oscila entre seus elementos armazenadores de energia. As energias armazenadas, respectivamente, pelo resistor, indutor e capacitor são ilustradas nas expressões abaixo.

$$w_R = \frac{1}{2} \cdot R \cdot i_R^2 \quad (A.1)$$

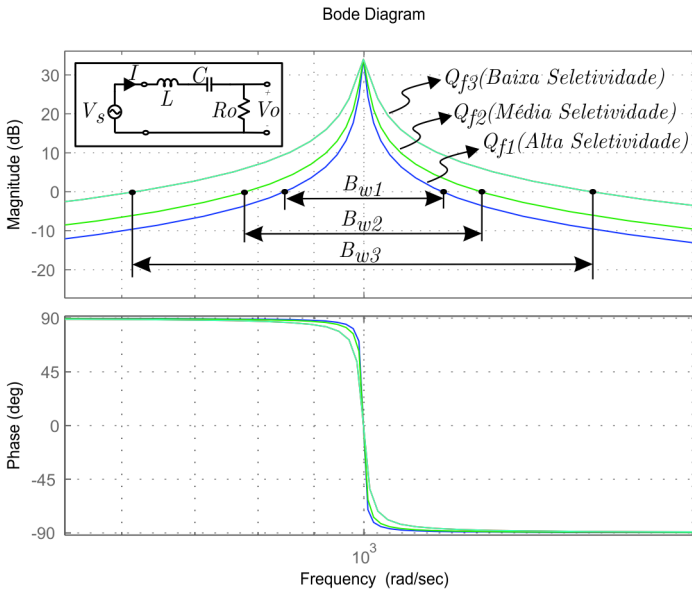
$$w_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i_L^2 \quad (A.2)$$

$$w_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_c^2 \quad (A.3)$$

Sendo assim, pode-se afirmar que o conceito do fator de qualidade fisicamente relaciona a máxima energia armazenada pelo circuito *RLC* pela energia dissipada pelo elemento resistivo durante um ciclo de oscilação, como mostrado na equação (A.4)[42].

$$Q_f = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\text{Maxima Energia Armazenada}}{\text{Energia Dissipada Em Um Período De Oscilação}} = 2 \cdot \pi \cdot \left( \frac{w_L}{w_R \cdot \left( \frac{1}{F_o} \right)} \right) \quad (A.4)$$

O fator de qualidade também está associado à seletividade do circuito *RLC*, porque quanto maior for seu valor, mais seletivo será o filtro e mais estreita será sua largura de banda, como ilustrado na *Figura 175*.



*Figura 175: Decremento da Largura de Banda versus Incremento da Seletividade*

Pode-se afirmar também que a seletividade de um filtro é sua capacidade de responder a certa frequência e discriminar todas as outras frequências do espectro. Se a banda de frequências a serem filtradas é estreita, o filtro *RLC* deve possuir alto  $Q_f$ ; caso a banda de frequências seja larga, o filtro *RLC* deve ter baixo  $Q_f$ .

Assim, seu conceito relaciona também a frequência de ressonância com a largura de banda do filtro, como mostrado na equação (A.5), que também relaciona as reatâncias indutiva e capacitiva do



circuito  $RLC$  com sua resistência  $R$  [42]. A expressão (A.6) ilustra o fator de qualidade em função da potência ativa e da média geométrica entre as potências reativas [11].

$$Q_f = \frac{\omega_o}{B_w} = \frac{\omega_o \cdot L}{R} = \frac{1}{\omega_o \cdot R \cdot C} \quad (A.5)$$

$$Q_f = \frac{\sqrt{Q_L \cdot Q_C}}{P} \quad (A.6)$$

A função de transferência utilizada para desenhar a *Figura 175* é a expressão (A.7), desenvolvida a partir do circuito ilustrado juntamente com a figura.

$$\frac{vO_{(s)}}{vI_{(s)}} = \frac{\frac{R}{L} \cdot s}{s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{1}{L \cdot C}} \cdot \boxed{\frac{Q^{-1} \cdot \omega_o \cdot s}{s^2 + Q^{-1} \cdot \omega_o \cdot s + \omega_o^2}} \quad (A.7)$$

A relação entre o fator de amortecimento do circuito e seu fator de qualidade é dada pela equação (A.8), que resulta quando igualamos os denominadores da expressão (A.7) com o denominador da equação genérica do sistema de 2º ordem descrito pela expressão (A.9).

$$\xi = \frac{1}{2 \cdot Q_f} \quad (A.8)$$

$$\boxed{H_{(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}} \quad (A.9)$$

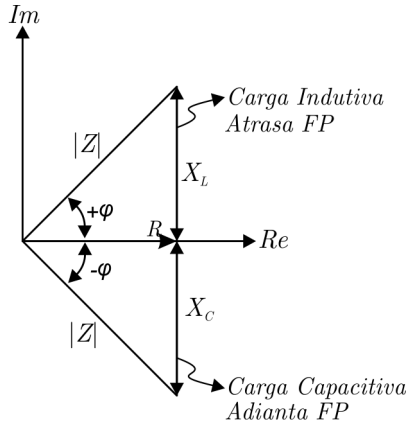
Para obter a expressão da frequência de ressonância, deve-se encontrar a parte imaginária na impedância total do circuito ilustrado na figura e igualá-la a zero, pois nesta frequência o circuito se comporta como puramente resistivo (a reatância indutiva cancela a reatância capacitiva). Sendo assim, a frequência de ressonância do filtro  $RLC$  é dada pela expressão (A.10).

$$Z_{(s)} = H_{(s)} = \frac{V_s}{I} = R + s \cdot L + \frac{1}{s \cdot C}$$

$$Z_{(j\omega)} = R + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} = R + j \cdot \left( \omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) \quad (A.10)$$

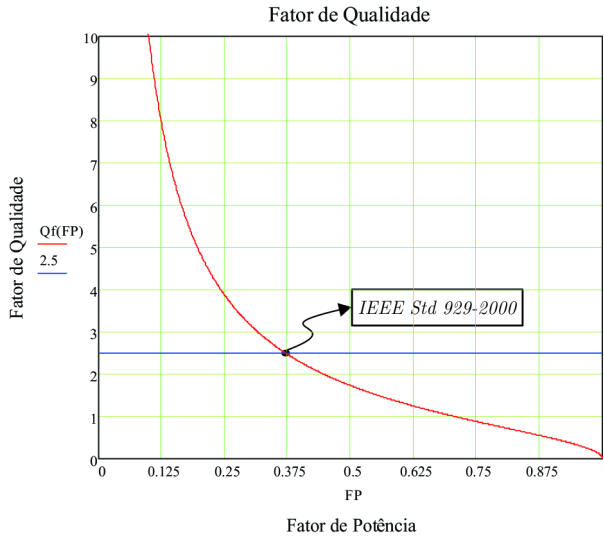
$$\text{Im}(Z_{(j\omega)}) = \omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} = 0 \therefore \boxed{\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \therefore F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}}$$

Pode-se também, por meio dos triângulos de impedâncias da *Figura 176*, encontrar uma relação entre o fator de qualidade  $Q_f$  e o fator de potência  $FP$ . Para isso, usa-se a definição de  $Q_f$  dada na equação (A.5) juntamente com o conceito trigonométrico da função tangente e a expressão  $\boxed{\varphi = \arccos(FP)}$ , como ilustrado na expressão (A.11). Sua representação gráfica é mostrada na *Figura 177*.



*Figura 176: Triângulos de Impedâncias em Regime Senoidal*

$$\boxed{Q_f} = \frac{\omega_o \cdot L}{R} = \frac{X_L}{R} = \frac{CatOp}{CatAdj} = \tan(\varphi) = \boxed{\tan(\arccos(FP))} \quad (A.11)$$



*Figura 177: Comportamento de  $Q_f$  em relação ao fator de potência*

Baseado na equação (A.11), pode-se desenvolver ainda mais a expressão no intuito de encontrar uma relação entre o fator de qualidade  $Q_f$  e as potências ativa e reativa referentes ao circuito  $RLC$ . Com isso, encontramos a equação (A.12), que gera o gráfico 3D presente na Figura 178. Do gráfico, algumas conclusões podem ser retiradas baseadas na recomendação da IEEE Std 929-2000 [11], que afirma que a carga  $RLC$  submetida aos testes mínimos de AI deve ter um fator de qualidade  $Q_f = 2.5$ .

$$Q_f = \tan(\arccos(FP)) = \tan\left(\arccos\left(\frac{P}{S}\right)\right) = \tan\left(\arccos\left(\frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}\right)\right) \quad (A.12)$$

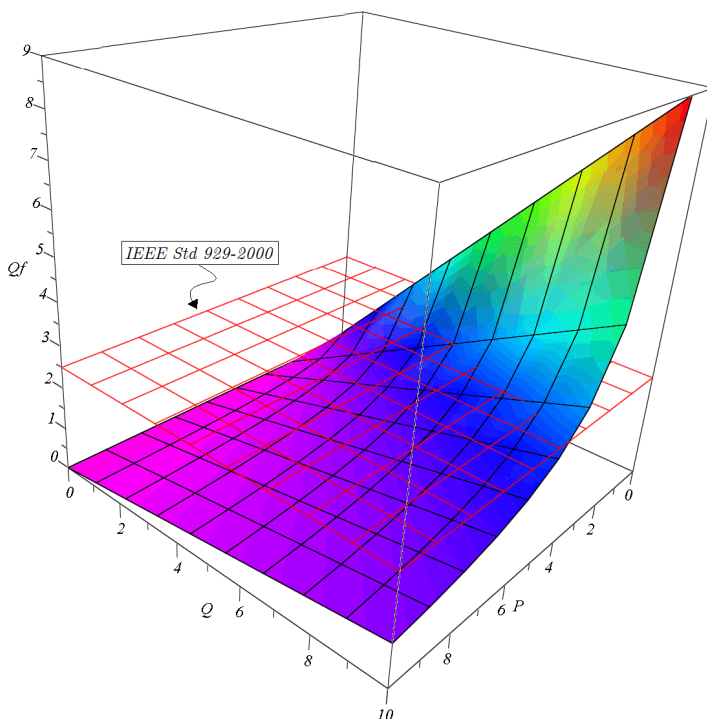


Figura 178: Comportamento de  $Q_f$  versus potência ativa ( $P$ ) e reativa ( $Q$ )

Para a região acima do plano vermelho IEEE Std 929-2000, o circuito  $RLC$  possui maiores quantidades de energia oscilante entre os elementos armazenadores do que é dissipado pelo elemento resistivo, gerando uma zona proibida de operação que possui maior seletividade, menor largura de banda, menor amortecimento e menor  $FP$ , tendendo a ter uma dinâmica mais rápida. Já para a região abaixo do plano vermelho, o circuito  $RLC$  dissipa mais energia no elemento resistivo do que a energia oscilante entre os elementos armazenadores, fazendo com que a zona de operação aceitável seja visualizada. Nesta região, o circuito possui então menor seletividade, maior largura de banda, maior amortecimento e maior  $FP$ , tendendo a ter uma dinâmica mais lenta e, com isso, é mais facilmente interceptado pela curva de resposta do conversor AI [36, 42].

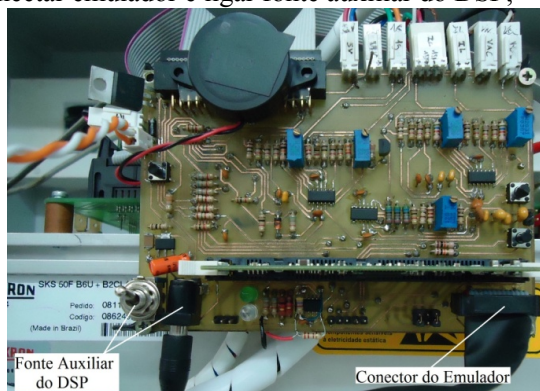
---

## *APÊNDICE B – PROCEDIMENTO DE START-UP*

---

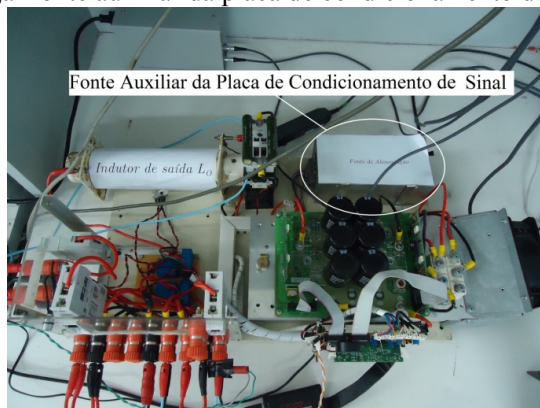
Este anexo tem como objetivo descrever os procedimentos de inicialização do conversor até a sua potência nominal, fazendo o conversor injetar  $1\text{ kW}$  de potência na rede elétrica.

- 1) Conectar emulador e ligar fonte auxiliar do DSP;



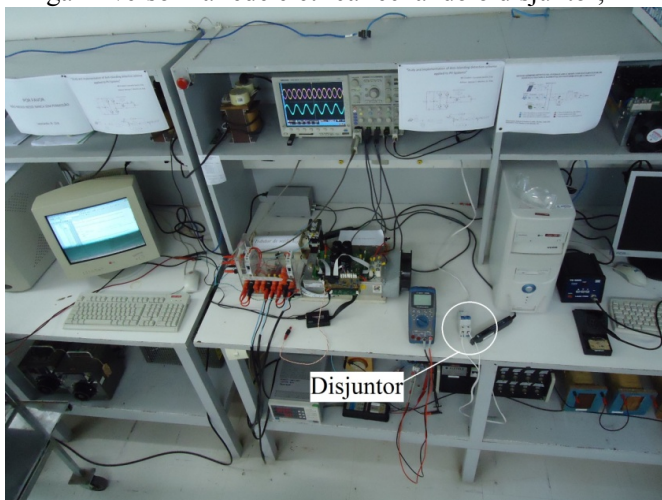
*Figura 179: Conector do Emulador e fonte auxiliar do DSP*

- 2) Carregar programa pelo software *Code Composer 3V3*;
- 3) Ligar fonte auxiliar da placa de condicionamento de sinal;



*Figura 180: Fonte auxiliar da placa de condicionamento de sinal*

- 4) Ligar inversor na rede elétrica fechando o disjuntor;



*Figura 181: Disjuntor que conecta o conversor com a rede elétrica*

- 5) Ajustar a proteção de sobrecorrente da fonte do barramento CC para um valor pouco acima da corrente nominal do conversor;  
6) Ligar a fonte do barramento CC e ajustar sua tensão de saída para  $200\text{ Vcc}$ ;



*Figura 182: Fonte do barramento CC e proteção de sobrecorrente*

- 7) Executar o programa pressionando *F5* e logo após desconectar o emulador pressionando *ALT-C*;
- 8) Pressionar o botão de rampa de subida até que a potência de saída do conversor seja  $W_1 \approx 1 \text{ kW}$ .

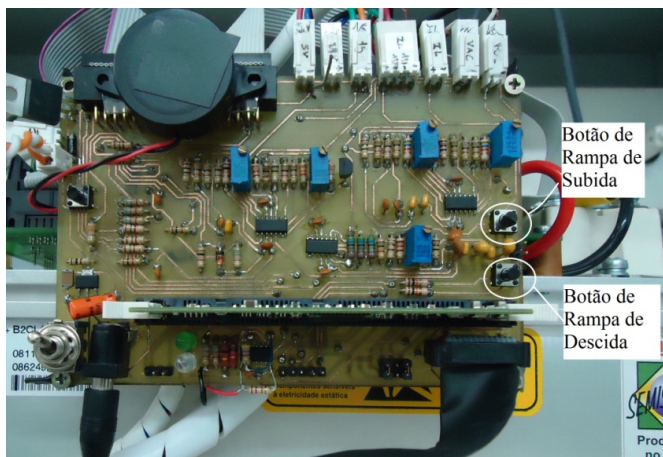


Figura 183: Botões de subida e descida da rampa de partida suave

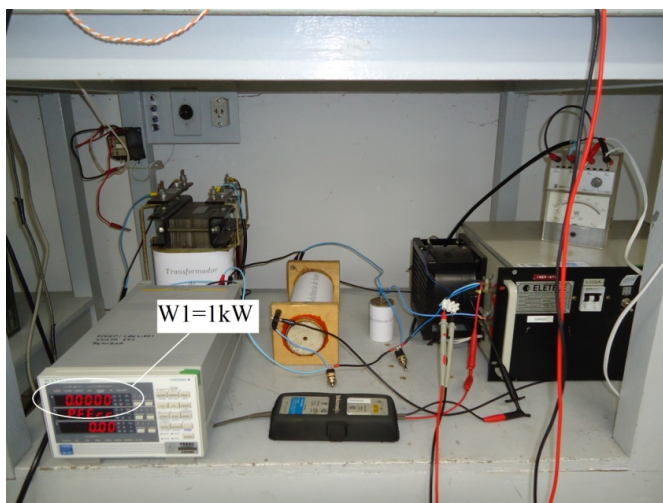


Figura 184: Medidor de energia na saída do conversor ( $W_1$ )

- 9) **Pronto**, o conversor está operando em seu regime nominal.





APÊNDICE C – PROCEDIMENTO DE TESTE AI

Este anexo tem como objetivo descrever os procedimentos de teste AI recomendados pelas normas *IEEE Std 929-2000* e *IEEE Std 1547.2-2008*. Também é descrita a inicialização do conversor até a potência de teste, fazendo o conversor operar com 400 W ou 700 W de potência na rede elétrica.

- 1) Configurar as cargas de teste conforme a potência utilizada para o ensaio (400 W ou 700 W). Os valores das cargas são ilustrados na tabela abaixo.

Tabela 27: Valores da carga para teste AI de acordo com a norma

IEEE 929-2000						
Cargas	Potência	Resistência	Indutância	Capacitância	$Q_f$	$F_o$
RLC	400W	126R	152,3mH	40 $\mu$ F	2,04	64,5Hz
	700W	71,5R	95mH	81,2 $\mu$ F	2,10	57,3Hz

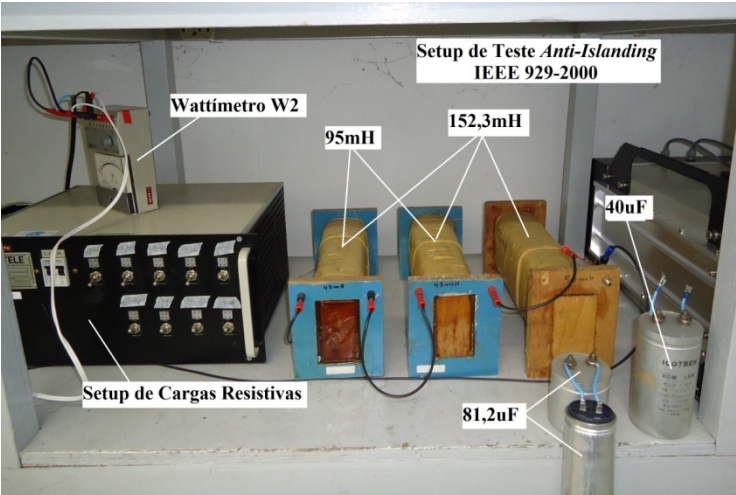
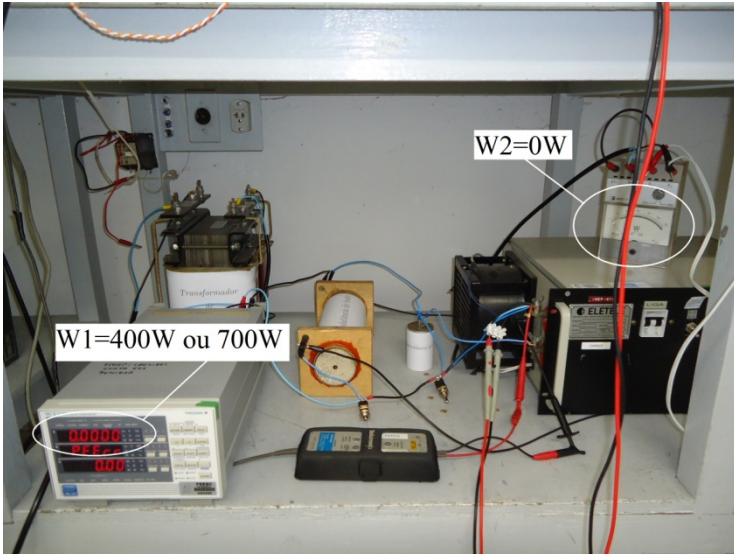


Figura 185: Setup de cargas para teste AI IEEE Std 929-2000

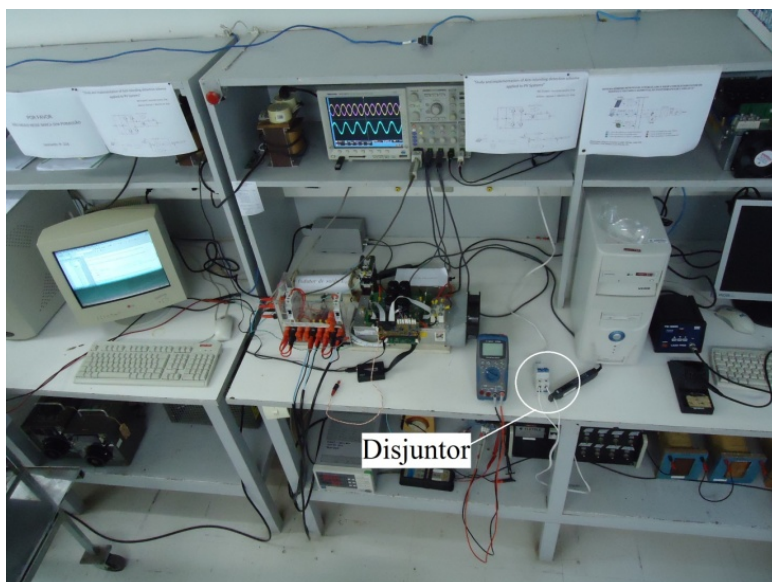
- 2) Realizar os passos 1 até 7 dos procedimentos de inicialização do conversor descritos no ANEXO B;

- 3) Pressionar o botão de rampa de subida até que a potência de saída do conversor seja igual à potência ativa da carga selecionada ( $W1 = 400\text{ W}$  ou  $700\text{ W}$ ). Com isso, a potência ativa de saída para a rede elétrica será nula ( $W2 = 0\text{ W}$ ).



*Figura 186: Medidores de energia na saída do conversor ( $W1$ ) e na saída da rede ( $W2$ )*

- 4) Anotar os seguintes valores dos parâmetros elétricos:
- Tensão da rede elétrica;
  - Frequência da rede elétrica;
  - TDH da tensão e corrente de saída do conversor;
  - FP de saída do conversor;
  - Potência ativa injetada pelo conversor.
- 5) Abrir o disjuntor de conexão do conversor com a rede elétrica. Isso irá formar uma ilha na bancada de teste;



*Figura 187: Desligamento do disjuntor na saída da rede elétrica*

- 6) Anotar, pela sinalização do beeper do conversor, a proteção que atuou para a proteção AI;
- 7) Usando o osciloscópio, anotar o tempo de detecção do ilhamento;
- 8) **Pronto**, o teste de proteção AI foi realizado.



---

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [1] THACKER, T. N., *"Control of Power Conversion Systems for the Intentional Islanding of Distributed Generation Units"*. Virgínia. 2005 – CPES, Virginia Tech.
- [2] ALMEIDA, P. M.; MATTOS, F. C.; BARBOSA, P. G. *et al.*, *"Desempenho de métodos ativos de detecção de ilhamento para sistemas de geração fotovoltaicos baseados em realimentação positiva da tensão e da frequência"*, in CBA, 2010.
- [3] CASARO, M. M., *"Inversor Trifásico de dois Estágios Modificado Aplicado no Processamento da Energia Solar Fotovoltaica em Sistemas Conectados à Rede Elétrica"*. Florianópolis/SC. 2009 – INEP, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [4] 1547.2-2008, *"IEEE Standard for Interconnecting with Electric Power Systems"*, IEEE Standard, 2008.
- [5] ROPP, M. E. B., M., *"Analysis and Performance Assessment of the Active Frequency Drift Method of Islanding Prevention"*, IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999.
- [6] ROPP, M. E. B., M., *"Determining the Relative Effectiveness of Islanding Detection Methods Using Phase Criteria and Nondetection Zones"*, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2000.
- [7] DU, P. W., R., *"Evaluation of Anti-Islanding Schemes Based on Non Detection Zone Concept"*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2003.
- [8] YE, Z.; WALLING, R.; GARCES, L. *et al.*, *"Study and Development of Anti-Islanding Control for Grid-Connected Inverters"*, Relatório da National Renewable Energy Laboratory (NREL), EUA, 2004.
- [9] WU, H. L. J. W. J. C. J. C., *"Virtual inductor-based islanding detection method for grid-connected power inverter of distributed power generation system"*, IET on Renewable Power Generation, 2007.
- [10] ALMEIDA, P. M. B., P. G. B., *"Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados a Rede Elétrica de Distribuição"*. Juiz de Fora/Brasil. 2011 – Departamento de Engenharia Elétrica, UFJF.
- [11] 929-2000, *"IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems"*, IEEE Standards Coordinating Committee 21 on Fuel Cells, Photovoltaics, Dispersed Generation, and Energy Storage, EUA, 2000.
- [12] 519-1992, *"IEEE Recommended Practice and Requirements for harmonic Control in Electrical Power Systems"*, IEEE Standard, EUA, 1992.
- [13] BOWER, W.; ROPP, M., *"Evaluation of Islanding Detection Methods for Utility-Interactive Inverters in Photovoltaic Systems"*, Relatório da Sandia National Laboratory, United States Department of Energy, EUA, 2002.

- [14] SANTAMARIA, G. A., R., *"Comparison between different methods of islanding detection for photovoltaic symmetric systems"*, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2010.
- [15] MULHAUSEN, J. S., J., *"Anti-Islanding Today, Successful Islanding in the Future"*, 63rd Annual Conference for Protective Relay Engineers., 2010.
- [16] MAHAT, P. C., Z., *"Review of Islanding Detection Methods for Distributed Generation"*, *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, DRPT.* , 2008.
- [17] KIM, J. H. K., J.G., *"An Islanding Detection Method for a Grid-Connected System Based on the Goertzel Algorithm"*, *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 4*, 2011.
- [18] VANDOORN, T. L. M., B., *"A Control Strategy for Islanded Microgrids With DC-Link Voltage Control"*, *IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 26, No. 2*, 2011.
- [19] YU, B. J., Y., *"A Robust Anti-islanding Method for Grid-Connected Photovoltaic Inverter"*, *IEEE 4th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion* 2006.
- [20] YIN, J. C., L., *"A New Total Frequency Deviation Algorithm for Anti-Islanding Protection In Inverter-Based DG Systems"*, *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering.*, 2005.
- [21] CHOI, J. J., Y., *"Novel AFD method with pulsation of chopping fraction for islanding prevention of grid-connected photovoltaic inverter"*, *European Conference on Power Electronics and Applications.*, 2005.
- [22] HAMZEH, M. M., H., *"Power Quality Comparison of Active Islanding Detection Methods in a Single Phase PV Grid Connected Inverter"*, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009)*, 2009.
- [23] ESTÉBANEZ, E. J. M., V. M., *"Performance Evaluation of Active Islanding-Detection Algorithms in Distributed-Generation Photovoltaic Systems: Two Inverters Case"*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 4*, 2011.
- [24] LIU, F. K., Y., *"Analysis and optimization of active frequency drift islanding detection method"*, *Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC.* , 2007.
- [25] GENG, H. X., D., *"Design and Comparison of Active Frequency Drifting Islanding Detection Methods for DG System with Different Interface Controls"*, *2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 2010.
- [26] KATIRAEI, F. F., A. , *"Dynamic analysis and field verification of an innovative anti-islanding protection scheme based on directional reactive power detection"*, *Electrical Power Conference, EPC Canada.* , 2007.
- [27] NOOR, F. A., R., *"Unintentional Islanding and Comparison of Prevention Techniques"*, *Proceedings of the 37th Annual North American Power Symposium.*, 2005.

- [28] SINGAM, B. H. L. Y., *"Assessing SMS and PJD Schemes of Anti-Islanding with Varying Quality Factor"*, First International Power and Energy Conference PECon, 2006.
- [29] KUNTE, R. S. G., W., *"Comparison and Review of Islanding Detection Techniques for Distributed Energy Resources"*, 40th North American Power Symposium, NAPS., 2008.
- [30] HOBBS, I. K., *"Evaluation and Implementation of Anti-Islanding Methods for Converter-Fed Distributed Generation"*. StellenBosch, Africa do Sul. 2009 – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de StellenBosch.
- [31] GONZÁLEZ, G. H. I., R., *"Current Injection for Active Islanding Detection of Electronically-Interfaced Distributed Resources"*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 3, 2006.
- [32] SUN, H. L., L. A. C., *"Analysis and Comparison of Islanding Detection Methods Using a New Load Parameter Space"*, 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2004.
- [33] RICCIARDI, T. R. F., W. F., *"Análise do Impacto da Proteção Antiilhamento na Estabilidade de Geradores Conectados Via Inversores"*. Campinas/Brasil. 2010 – Departamento de Sistema de Energia, UNICAMP.
- [34] MEIRA, P. C. M. F., W. F., *"Análise da Proteção Antiilhamento de Geradores de Indução Conectados em Redes de Distribuição de Energia Elétrica"*. Campinas/Brasil. 2010 – Departamento de Sistemas de Energia, UNICAMP.
- [35] JERAPUTRA, C. E., P. N., *"Development of a Robust Anti-Islanding Algorithm for Utility Interconnection of Distributed Fuel Cell Powered Generation"*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 5, 2004.
- [36] BARBI, I., *"Eletrônica de Potência"*, INEP-CTC/UFSC Florianópolis, pp. 315pg, 2006.
- [37] COELHO, R. F., *"Sistema Híbrido-Renovável interligado à rede elétrica com elevado fator de potência voltado à alimentação ininterrupta de cargas cc"*. Florianópolis. 2011 – INEP / CTC, UFSC.
- [38] ROSS, D.; THEYS, J.; BOWLING, S., *"Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM"*, AN908, Rev 01, 2004].
- [39] MARCUSSI, C. E., *"Controle Digital de um condicionador de tensão alternada usando PLL para obtenção do sinal de referência"*. Florianópolis. 2007 – INEP, CTC/UFSC.
- [40] ORTMANN, M. S., *"Filtro Ativo Trifásico com controle vetorial utilizando DSP: projeto e implementação"*. Florianópolis. 2008 – INEP, UFSC.
- [41] AQUINO, A. F. C., *"Synchronizing Circuits Applied to Non-Linear Loads Models"*, IEEE/PS Transmission & Distribution Conference, 2004.
- [42] SASIKU, C. K. A. M. N. O., *"Fundamentals of Eletric Circuits"*, Livro, 2002.